



**Universidad
Carlos III de Madrid**

Departamento de Tecnología Electrónica

Grado en ingeniería Electrónica Industrial y Automática

TRABAJO FIN DE GRADO

Diseño e implementación de una fuente de alimentación
CA-CC de 200 W con tensión de salida ajustable, basada
en un convertidor forward

Autor: David Ruiz Hernández

Tutora: Cristina Fernández Herrero

Junio 2014



ÍNDICE

1.	Introducción	6
1.1.	Motivación	6
1.2.	Especificaciones	6
2.	Selección del convertidor	8
2.1.	Convertidores Continua-Continua	8
2.2.	Topologías propuestas y argumentación	10
2.2.1.	Forward Clásico	12
2.2.2.	Forward con rama de desmagnetización RCD	13
2.2.3.	Forward con enclavamiento activo (Active Clamp).....	13
2.3.	Topología Forward Clásico	15
2.3.1.	Funcionamiento	15
2.3.2.	Gráficas y ecuaciones del sistema.....	18
3.	Diseño del convertidor	28
3.1.	Especificaciones	28
3.2.	Diseño.....	28
3.2.1.	Selección de la relación de transformación y del ciclo de trabajo	28
3.2.2.	Diseño del filtro de salida.....	30
3.3.	Diseño analítico del convertidor	31
3.4.	Resultados de simulación en LTSPICE	34
3.5.	Diseño y selección de dispositivos	37
3.5.1.	Diseño del transformador	37
3.5.2.	Diseño de la bobina.....	40
3.5.3.	Selección del transistor MOSFET.....	41
3.5.4.	Selección de los diodos D1 y D2.....	42
3.5.5.	Selección del diodo de desmagnetización	43
3.5.6.	Selección del condensador del filtro LC	43
4.	Modelado del convertidor y diseño del regulador.....	44
4.1.	Introducción	44
4.2.	Modelado teórico.....	44
4.2.1.	Promediado	45
4.2.2.	Linealización	47
4.2.3.	Perturbación.....	48



4.3.	Simulación de la planta mediante PSIM.....	52
4.4.	Aspectos generales de diseño para el regulador	55
4.5.	Elementos del lazo	59
4.5.1.	Sensado	59
4.5.2.	Modulador.....	61
4.5.3.	Tensión de referencia variable	63
4.6.	Diseño del regulador de 3ºorden	64
5.	Construcción del prototipo y resultados experimentales.....	69
5.1.	Montaje del sistema.....	69
5.2.	Construcción de carga variable	71
5.3.	Resultados experimentales	72
6.	Presupuesto	75
6.1.	Coste del material	75
6.2.	Costes de desarrollo.....	76
6.3.	Presupuesto total del proyecto.....	76
7.	Conclusiones y trabajos futuros.....	77
7.1.	Conclusiones.....	77
7.2.	Trabajos futuros	78
8.	Bibliografía	79



1. Introducción

1.1. Motivación

La idea y motivación de realizar este tipo de proyecto se basa en dos aspectos. El primero consiste en mi inclinación por los sistemas electrónicos de potencia como una de las temáticas de mayor interés en los años de carrera. En segundo lugar, se plantea este tipo de proyecto por la necesidad personal de una fuente de alimentación capaz de alimentar amplificadores de audio para montaje en vehículos. Esta necesidad se debe a mi ocupación en la reparación de estos equipos.

1.2. Especificaciones

Los amplificadores de audio requieren grandes suministros de energía puntuales, reclamando mayor cantidad de energía con las frecuencias más bajas de sonido.

Por lo tanto se requiere una alimentación capaz de entregar una potencia variable en el tiempo manteniendo la tensión estable.

Por otro lado, en un vehículo la tensión nominal de la batería con el motor parado se encuentra en torno a los 12.3Vdc mientras que con el motor arrancado ronda los 14.4Vdc, la fuente de alimentación debe ser capaz de variar la tensión de salida en ese rango.

La potencia exigida para esta situación debe ser como mínimo de 100W, en este caso se establece una corriente máxima de 15 A lo que implica una potencia máxima de 225 W a 15V

Este nivel de amperaje máximo aportará un buen nivel de potencia al amplificador pudiéndose así comprobar su correcto funcionamiento tras la reparación.

Por último, puesto que la fuente será para reparaciones en laboratorio, la energía se debe extraer de la tensión de red, 220Vac @ 50Hz.

Por lo tanto, las especificaciones que ha de cumplir el sistema deben ser:

$$V_{in} = 220V_{AC} @ 50Hz$$

$$V_{out} = 10 \div 15 V_{DC}$$

$$P_{Out} = 225W$$

La figura 1 muestra un esquema básico del sistema completo

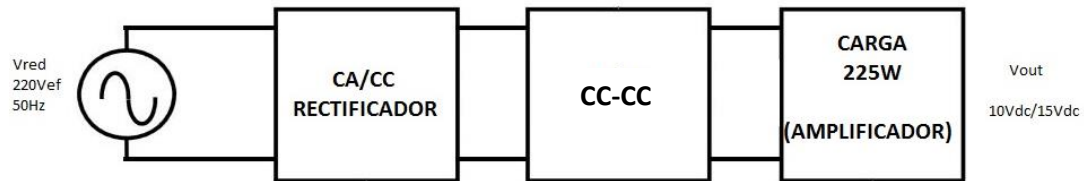


Figura 1. Esquema simplificado del sistema completo

Como etapa de entrada, se dispone de un rectificador, el cual convierte la tensión alterna de red a una tensión continua de $311 V_{DC}$.

A continuación se encuentra la etapa de conversión continua-continua, la cual adapta la tensión del rectificador a la tensión requerida, variable entre 10 y $15V_{dc}$ a través de un control directo y capaz de entregar una potencia de $225W$.

Este proyecto se ha centrado en el diseño, modelado y construcción del convertidor continua-continua, dejando de lado el diseño del rectificador y aplicando como sustitución una fuente de alimentación CA-CC del laboratorio de tecnología electrónica.

2. Selección del convertidor

El objetivo de este proyecto es el diseño y fabricación del convertidor continua-continua. Por ello se han considerado todas las opciones posibles para llevarlo a cabo. Las especificaciones clave de este sistema son una tensión de entrada de $310V_{dc}$, una potencia de unos $225W$ y una tensión de salida variable entre 10 y 15 voltios.

Teóricamente se puede diseñar cualquier topología para cualquier aplicación, pero es evidente que ciertas topologías son más adecuadas por algunas características y sería absurdo dedicar tiempo y esfuerzo en diseñar una topología cuyas características no son las adecuadas para la aplicación deseada.

En este capítulo se explicará en primer lugar que son y cómo funcionan los convertidores CC-CC, posteriormente se realizará un estudio de las distintas topologías existentes, escogiendo la más adecuada. Por último se explicará en detalle el funcionamiento de la topología seleccionada.

Las especificaciones de este sistema limitan las opciones del diseño a un convertidor tipo Forward.

2.1. Convertidores Continua-Continua

Los convertidores CC-CC tienen la capacidad de adaptar un nivel de tensión continua en su entrada a otro nivel de tensión continua a su salida. Es importante comprender en que se basan estos sistemas y como llevan a cabo la conversión.

Inicialmente, se podría adaptar una tensión de entrada superior a una inferior mediante un divisor resistivo. (Figura 2)

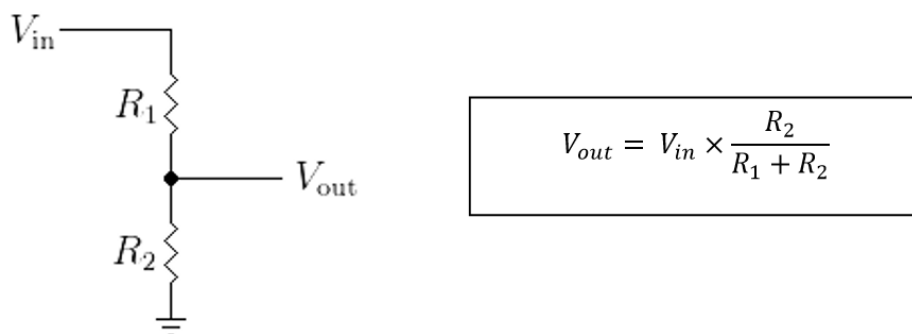


Figura 2. Esquema de divisor resistivo y ecuación característica

Este sistema es una manera de definir las antiguas fuentes de alimentación lineales, las cuales mediante transistores operando en la zona lineal eran capaces de adaptar la tensión de salida.

Este tipo de fuentes resultaban muy pesadas, voluminosas, y poco eficientes aunque como ventaja tenían la característica de ser muy robustas. (Figura 3)

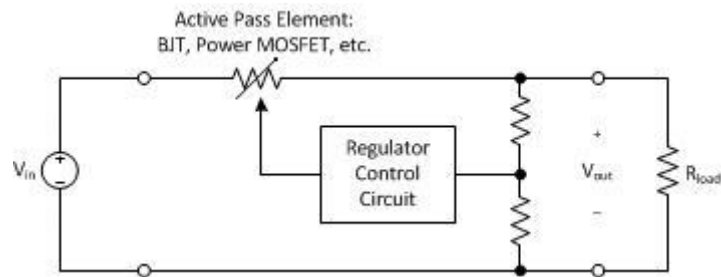


Figura 3. Esquema básico de fuente de alimentación lineal

Como evolución a las fuentes de alimentación lineales surgieron las fuentes de alimentación conmutadas, en las cuales se basa este proyecto.

Una fuente de alimentación conmutada se basa en la conmutación a alta frecuencia de un transistor entre corte y saturación, la implementación de diodos y de una serie de elementos acumuladores de energía (bobinas y condensadores).

Para facilitar la comprensión de su funcionamiento y los conceptos clave, se va a analizar el funcionamiento básico del convertidor CC-CC más simple, el reductor o buck. (Figura 4)

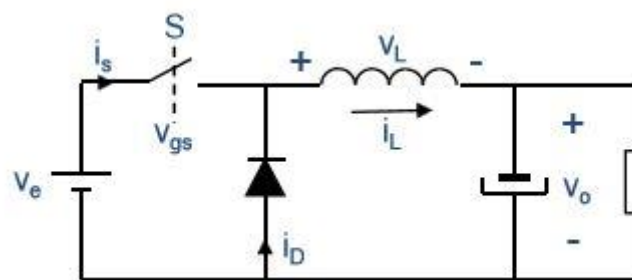


Figura 4. Esquema del convertidor reductor

Este sistema dispone de dos elementos que actúan a modo de interruptor, el diodo y el transistor MOSFET, el cual es controlado externamente.

Mediante la variación del ciclo de trabajo del MOSFET, es posible variar la tensión a la salida. De modo que la relación entre la salida y la entrada viene definida por la ecuación (1), que básicamente define el resultado del valor medio de tensión tras la conmutación.

$$V_o = D \times V_e \quad (1)$$

Donde D es el ciclo de trabajo, que es la proporción del periodo de conmutación en el que el MOSFET está cerrado. La figura 5 representa visualmente el ciclo de trabajo.

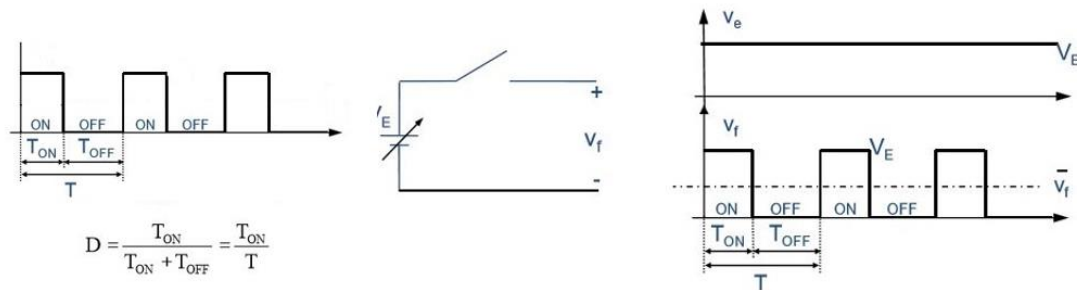


Figura 5. Representación del ciclo de trabajo

El filtro LC cumple un papel importante en este sistema, que es la filtración de los armónicos provocados por la conmutación a alta frecuencia, otorgando una tensión y corriente a la salida bastante atenuada de armónicos. Por ello, otro punto importante en el diseño de estos sistemas son el valor de la inductancia y el condensador, los cuales van ligados a la frecuencia de conmutación. De manera que a mayor L y frecuencia de conmutación, el rizado a la salida disminuye, por lo tanto se debe llegar a un compromiso entre rizado, frecuencia y tamaño de la bobina.

En resumen, los valores más importantes a la hora de diseñar una fuente conmutada son la bobina, la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo.

2.2. Topologías propuestas y argumentación

A continuación en la figura 6 se muestra un cuadro orientativo en el cual se clasifican los diferentes tipos de topologías en función de los niveles de potencia.

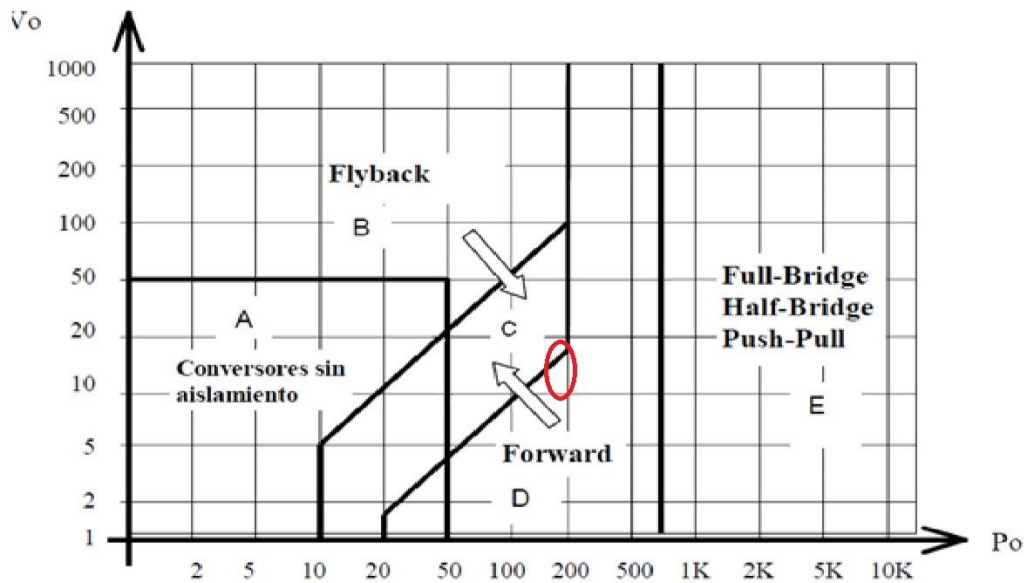


Figura 6. Diagrama de utilización de diferentes convertidores en función de la potencia y tensión de salida

Como se puede observar en la imagen, debido al nivel de potencia especificado, las posibles soluciones para este proyecto son la de Flyback o Forward. A continuación se argumentará la elección del tipo Forward.

Los convertidores sin aislamiento (A) no se ajustarían a las especificaciones no solo por la figura 6, sino por un factor el cual se considera más importante que es el aislamiento galvánico. En caso de avería el aislamiento otorga seguridad tanto para el sistema como para la persona que este manipulando la fuente.

Además del aislamiento entre etapas, un transformador aporta otras propiedades de importancia equivalente como son la incorporación de un grado de libertad en el sistema mediante la relación de transformación, lo que aporta más posibilidades de diseño, y por lo tanto un ajuste a un ciclo de trabajo adecuado.

Un convertidor Flyback funciona de manera que primero almacena energía y posteriormente la transforma mientras que el Forward realiza una transformación directa de energía. Esto implica directamente al tamaño del transformador, obligando al transformador del Flyback aumentar su tamaño para así poder almacenar energía suficiente en su núcleo. Como desventaja el Forward debe incluir un filtro LC a su salida, lo cual acarrea tamaño y costes extras.

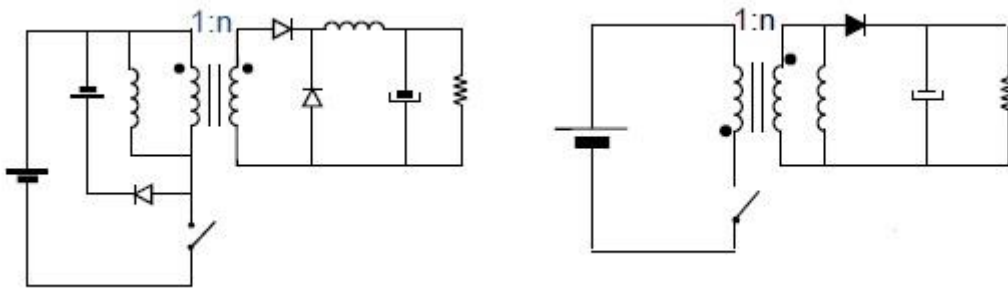


Figura 7. Esquemas básicos de los convertidores Forward (izquierda) y Flyback (derecha)

Otro motivo por el cual se descarta el Flyback es el rizado de corriente que debe filtrar el condensador de salida, que debe ser mayor que el del Forward, provocando un mayor tamaño en el filtro de salida. Normalmente es necesario añadir un filtro en π a la salida (C-L-C) para reducir el tamaño del condensador de salida.

Por último, una característica que implica a la elección del tipo Forward es la facilidad de implementar un regulador para cerrar el lazo, a diferencia del Flyback que tiene un comportamiento dinámico de mayor complejidad.

Por lo tanto la topología definitiva es la de Forward, la cual se basa en la topología anteriormente definida de reductor (Capítulo 2.1), añadiendo un transformador ligado a las ventajas anteriormente definidas.

La ventaja es la conversión directa de energía, pero posteriormente se debe desmagnetizar el transformador para evitar que se sature. Existen distintas técnicas de desmagnetización del transformador las cuales otorgan una mejora en el rendimiento. A continuación se van a resumir las posibilidades de configuración más significativas y de mayor uso.

2.2.1. Forward Clásico

Esta es la topología base sobre la cual se derivan las demás, consiste en implementar un tercer devanado en el transformador a través del cual circulara la corriente de magnetización en el periodo de apagado, devolviendo dicha energía a la fuente de alimentación. La implementación del tercer devanado no implica grandes problemas, ya que la energía de magnetización es pequeña. La desventaja principal es que en el periodo de apagado la tensión en V_{DS} en el MOSFET aumenta por encima de la tensión de la fuente, lo cual es un aspecto a tener en cuenta a la hora de escoger el transistor. Otro aspecto a tener en cuenta es que el ciclo de trabajo máximo está condicionado por el tiempo necesario de desmagnetización del transformador. Esto no supone un problema si se diseña bien la relación de vueltas y si el rango de tensión de salida no implica grandes cambios en el ciclo de trabajo.

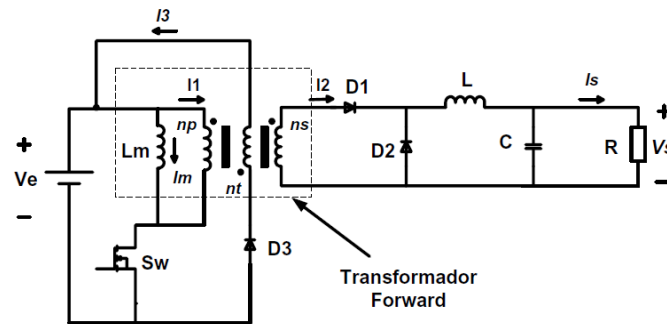


Figura 8. Esquema del convertidor Forward Clásico

2.2.2. Forward con rama de desmagnetización RCD

La figura 9 representa este tipo de convertidor el cual adquiere como ventaja la falta del tercer devanado, añadiendo como alternativa una rama amortiguadora RCD.

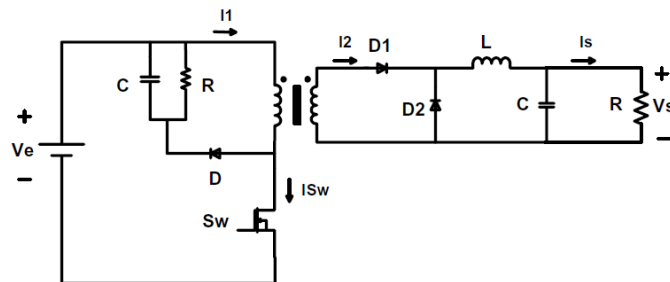


Figura 9. Esquema del convertidor Forward con rama de desmagnetización RCD

Durante el periodo de desmagnetización, la corriente circula por el diodo D, cargando el condensador, y manteniendo así una tensión determinada por V_E y por el ciclo de trabajo. La energía sobrante del condensador se disipa a través de R. Esta opción es descartada por ser menos eficiente y por estar ligada a problemas térmicos debido a la disipación de energía a través de R.

2.2.3. Forward con enclavamiento activo (Active Clamp)

Este sistema es uno de los más utilizados actualmente en la industria. Se caracteriza por la incorporación de un circuito auxiliar mediante el cual se desmagnetiza el transformador y se devuelve energía a la fuente. Tiene la característica de aprovechar el efecto de resonancia entre la inductancia magnetizante equivalente del transformador y el condensador de la rama activa.

Una de las ventajas de este sistema es su alto rendimiento, lo que lo hace atractivo para aplicaciones en las que se requiera un aprovechamiento óptimo de la energía, como es el caso de baterías como fuentes de alimentación. Además este sistema tiene como particularidad la capacidad de conmutar a tensión 0, reduciendo notablemente las pérdidas de conmutación en

el MOSFET. La desventaja principal es la necesidad de incluir un MOSFET auxiliar, el diseño óptimo de la rama de enclavamiento y la posible complejidad del driver para los MOSFET.

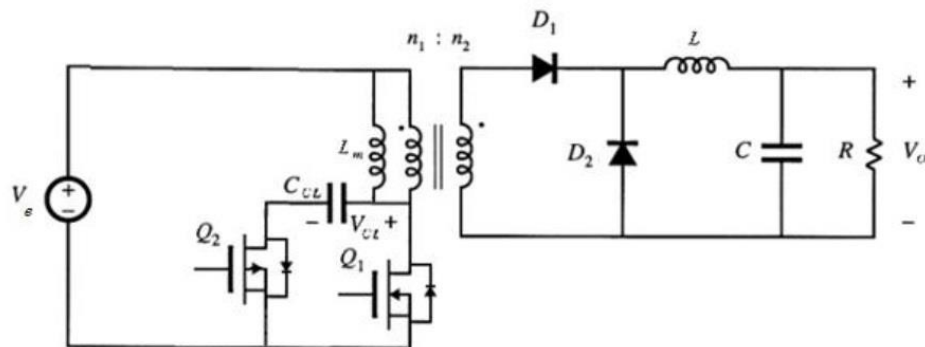


Figura 10. Esquema del convertidor Forward Active Clamp Low-Side

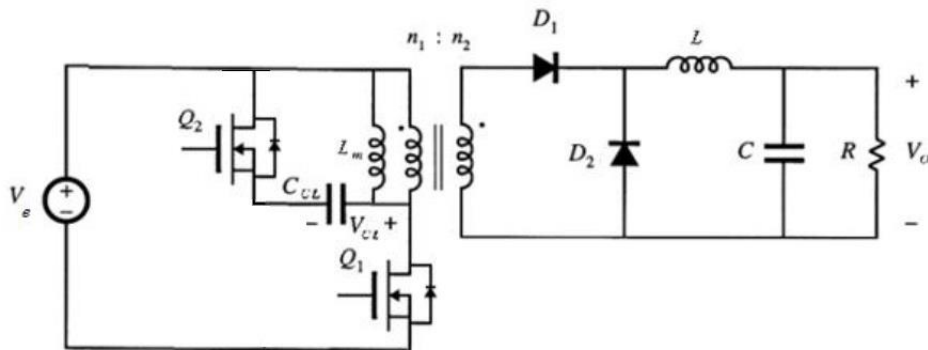


Figura 11. Convertidor Forward Active Clamp High-Side

Existen dos tipos de configuración, aplicando la rama por debajo o por arriba (Low-Side Clamp (figura 10) o High-Side Clamp (figura 11)). La configuración High-Side Clamp implica como ventajas unas tensiones menores de estrés para el transistor y condensador, pero como desventaja implica una complejidad en el circuito de control. En el caso del Low-Side Clamp, la complejidad del control se reduce a dos señales en fase mientras que el nivel de estrés en los componentes se ve ampliado. La tabla 1 resume los estreses en los componentes para ambos sistemas así como sus características principales.

Parámetros	Enclavamiento High-Side	Enclavamiento Low-Side
V_{ds}	$V_e \cdot \frac{1}{1-D}$	$V_e \cdot \frac{1}{1-D}$
V_{RESET}	$V_e \cdot \frac{D}{1-D}$	$V_e \cdot \frac{D}{1-D}$
V_{cl}	$V_e \cdot \frac{D}{1-D}$	$V_e \cdot \frac{1}{1-D}$
C_{cl}	Menor voltaje que en Low-Side	Mayor voltaje que en High-Side
Q_2	Canal N	Canal P
Driver	<ul style="list-style-type: none"> • Requiere driver con aislamiento • Requiere que los pulsos de disparo sean complementarios 	<ul style="list-style-type: none"> • Driver sencillo (RCD) • El mismo pulso de disparo es válido para los dos interruptores.

Tabla 1. Comparativa de configuraciones Low-side Clamp y High-side Clamp

En un principio se escogió esta topología para esta aplicación, en concreto el tipo Low-Side. Posteriormente se descartó por la elevada tensión que debía soportar el transistor auxiliar (620V), ya que no existen transistores MOSFET de canal P que soporten más de 500V entre drenador y fuente. La alternativa a High Side Clamp también se descartó por la complejidad del driver.

2.3. Topología Forward Clásico

Tras haber estudiado las distintas posibilidades, se optó por implementar la topología con tercer devanado por la relación entre sencillez y rendimiento.

A continuación se analizará su funcionamiento, mostrando las curvas de tensión y corriente, así como las ecuaciones principales que definen el comportamiento y diseño.

2.3.1. Funcionamiento

El sistema se compone de un transformador, un rectificador y un filtro LC. Conmutando la corriente a través del primario del transformador se consigue una transferencia de energía al secundario, cuya forma de onda de la tensión es cuadrada, el rectificador formado por D1 y D2 hace posible que la corriente que atraviesa la bobina mantenga el mismo sentido de circulación. El filtro LC define el rizado de tensión a la salida filtrando los armónicos de alta frecuencia producidos por la conmutación del MOSFET. El problema que surge con esta configuración es la necesidad de implementar un tercer devanado en el transformador a través del cual este se descargara evitando así la saturación.

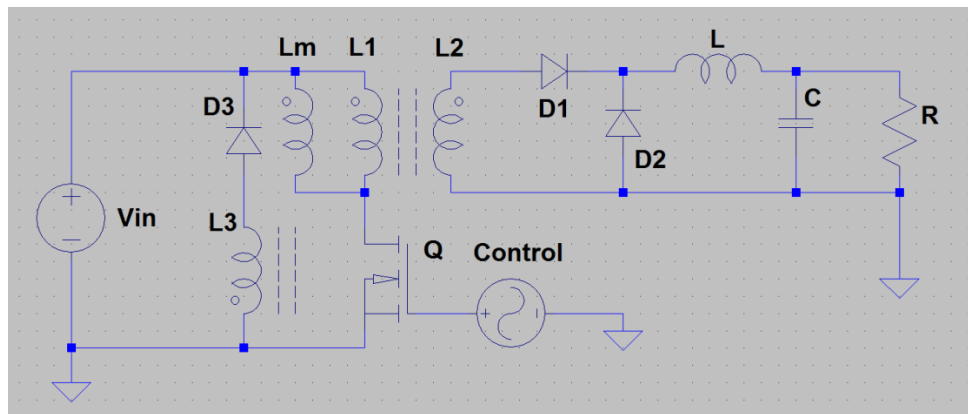


Figura 12. Esquema eléctrico del convertidor Forward Clásico

Durante el intervalo T_{on} el transistor se encuentra en saturación, funcionando como un interruptor cerrado. La corriente que circula por el primario del transformador provoca una transferencia de energía directa en el devanado secundario. En este caso la corriente circula a través del diodo D1 atravesando el filtro LC para llegar a la carga. La figura 13 muestra el sentido de la corriente durante el intervalo T_{on} .

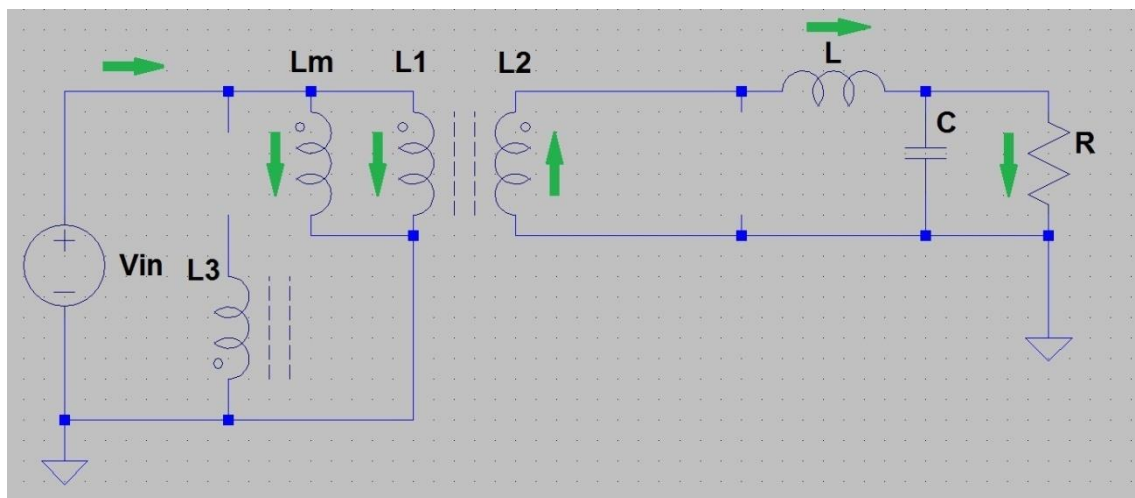


Figura 13. Esquema eléctrico resultante durante el intervalo t_{on}

Durante el intervalo T_{off} (figura 14) el transistor se encuentra en la zona de corte, funcionando como un interruptor abierto provocando que la corriente por el primario del transformador se interrumpa. Este efecto tiene dos consecuencias directas:

- En primer lugar, el núcleo del transformador requiere desmagnetizarse, el cual se representa mediante la inductancia magnetizante L_m . Puesto que la corriente a través de una inductancia no se puede interrumpir bruscamente, la corriente a través de L_m busca un camino alternativo formado a partir del tercer devanado, por el cual circula la corriente magnetizante gracias al diodo D3. Esto implica que la corriente magnetizante sea devuelta a la red, dando lugar a un mayor rendimiento del sistema.

- En segundo lugar, puesto que la corriente ahora circula en sentido contrario a través del primario del transformador, en el secundario también debería circular en sentido contrario, lo cual se evita gracias al diodo D1, evitando así un cambio de sentido de corriente en la bobina L. Anteriormente se nombró que la corriente por una bobina no se puede interrumpir bruscamente, por lo que esta busca un camino alternativo de circulación, esto se consigue gracias al diodo D2, el cual se denomina diodo de libre circulación.

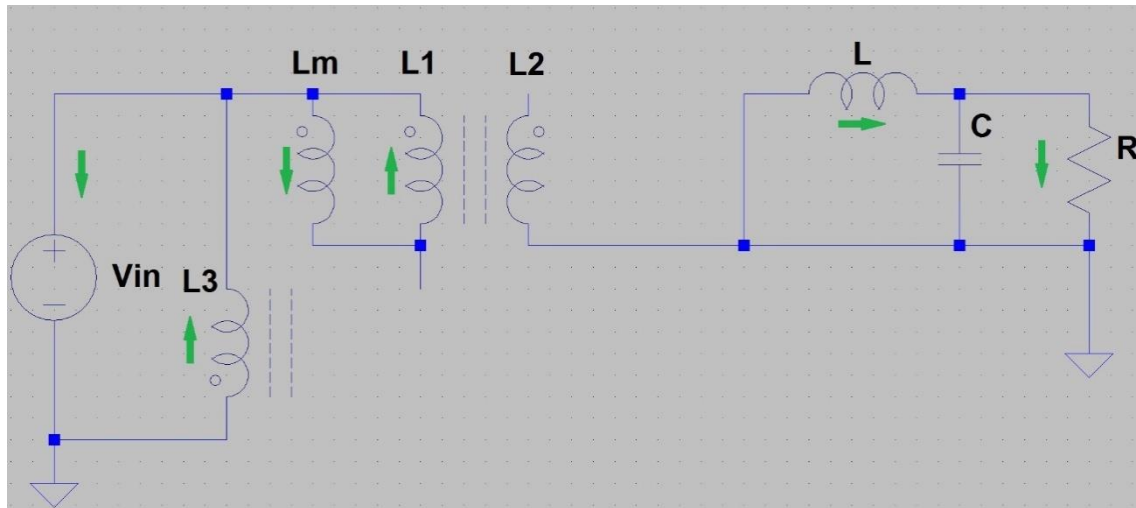


Figura 14. Esquema eléctrico resultante durante el intervalo t_{off}

Es importante tener en cuenta que en este transformador el tiempo de desmagnetización está condicionado por la relación de vueltas entre el primer y tercer devanado lo que condiciona el intervalo T_{off} . Como medida de seguridad se debe dejar un intervalo T_{off} mayor que el periodo de desmagnetización con el fin de asegurar la desmagnetización completa la cual se puede prolongar por efectos parásitos. El intervalo de tiempo extra entre la desmagnetización del transformador y el comienzo de un nuevo ciclo se denomina tiempo muerto, durante el cual únicamente circulara corriente a través del filtro LC y la carga. LA figura 15 representa el circuito equivalente.

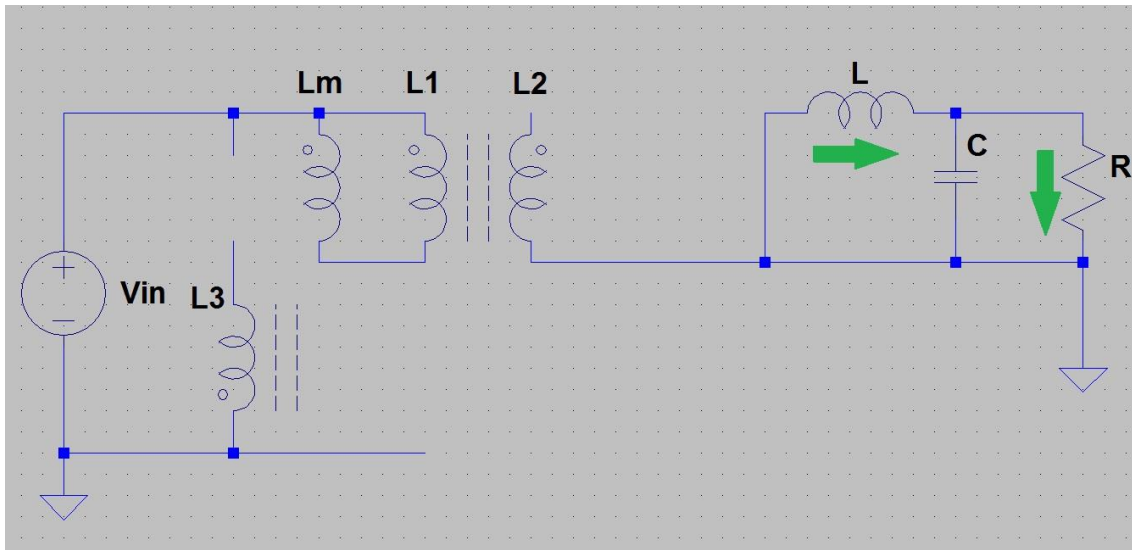


Figura 15. Esquema eléctrico resultante durante el intervalo t_{Muerto}

2.3.2. Gráficas y ecuaciones del sistema

A continuación se muestran las gráficas principales de tensión y corriente junto con las ecuaciones que definen el sistema.

- **Relación de transformación principal**

La relación de transformación entre el primer y segundo devanado viene definida por la expresión (2).

$$M = \frac{N_1}{N_2} \quad (2)$$

- **Relación de transformación desmagnetización**

La siguiente expresión (3) muestra define la relación de transformación entre el devanado primario y el auxiliar

$$M_{reset} = \frac{N_1}{N_3} \quad (3)$$

- **Ciclo de trabajo**

El ciclo de trabajo viene definido igual que en un convertidor reductor añadiendo la relación de transformación. El cálculo se realiza mediante ecuación característica de la bobina a partir de la cual se puede deducir que el valor medio de tensión en una bobina operando en régimen permanente ha de ser 0. Esto se resuelve mediante la definición de valor medio o de forma más sencilla, mediante igualación de áreas. (4)

$$V_m = \bar{v}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \quad (4)$$



Figura 16. Representación gráfica del valor medio de tensión en una bobina

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \times M \quad (5)$$

- **Restricción del ciclo de trabajo**

Como consecuencia de la desmagnetización del transformador, el ciclo de trabajo se somete a la condición (6), garantizando así la desmagnetización completa.

$$D \times \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) < 1 \quad (6)$$

- **Valores de tensión en el MOSFET**

Si analizamos la malla que se crea durante los diferentes intervalos de funcionamiento, se puede analizar los valores de tensión en el MOSFET. (7)

$$\begin{aligned} T_{on} &\rightarrow V_{DS} = 0 \\ T_{off} &\rightarrow V_{L3} + V_{L1} - V_{DS} = 0 \rightarrow V_{DS} = V_{L3} + V_{L1} = V_{in} \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) \\ T_{muerto} &\rightarrow I_{Lm} = 0 \rightarrow V_{DS} = V_{in} \end{aligned} \quad (7)$$

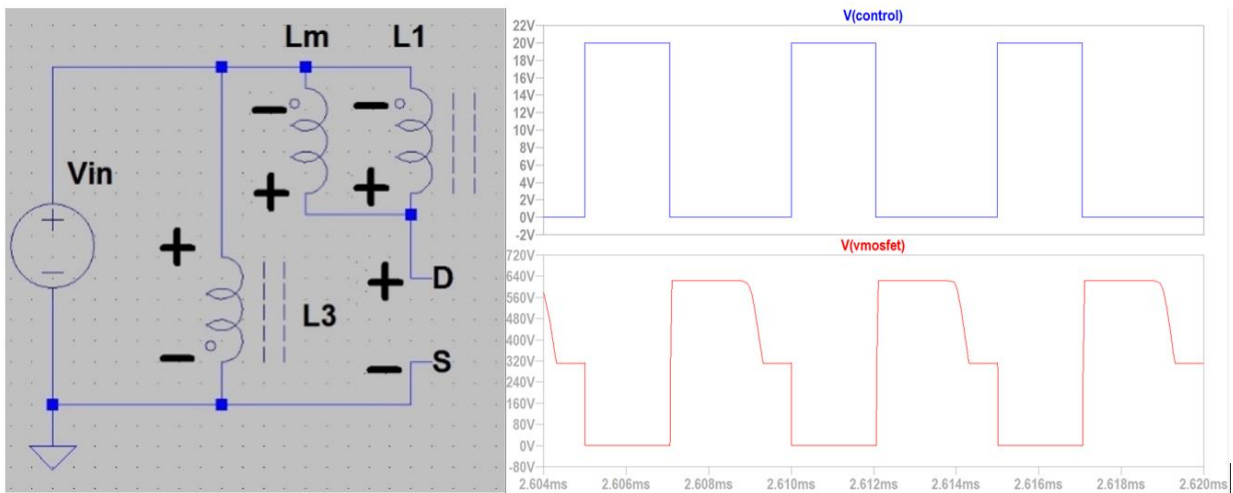


Figura 17. Malla equivalente y forma de onda de la tensión en el transistor

- **Valores de tensión en el diodo D3**

A continuación mediante la expresión (8) se muestran de manera analítica los valores de tensión que adquiere el diodo de desmagnetización.

$$\begin{aligned}
 T_{on} \rightarrow V_{in} + V_{D3} + V_{L3} &= 0 \rightarrow V_{D3} = -V_{in} - V_{L3} = -V_{in} \left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right) \\
 T_{off} \rightarrow V_{D3} &= 0 \\
 T_{muerto} \rightarrow I_{Lm} &= 0 \rightarrow V_{L3} = 0 \rightarrow V_{D3} = -V_{in}
 \end{aligned} \tag{8}$$

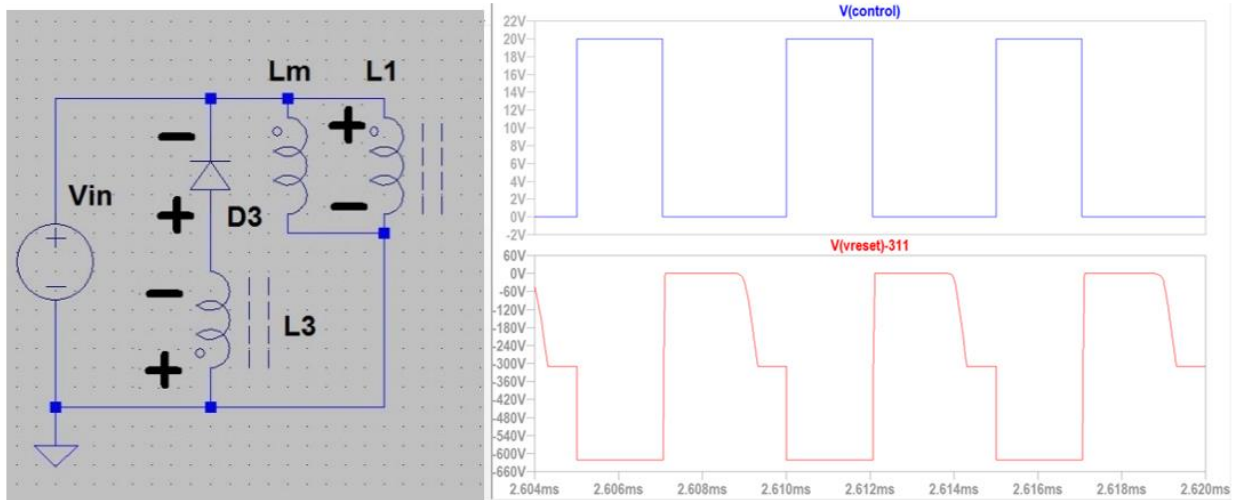


Figura 18. Malla equivalente y forma de onda de la tensión en el diodo de desmagnetización

- **Corriente magnetizante**

La corriente magnetizante a través del transformador se define a partir la expresión (9) que relaciona la variación temporal de corriente con el valor de tensión:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \tag{9}$$

Aplicando esta ecuación a la bobina magnetizante del transformador y suponiendo un funcionamiento en régimen permanente se puede obtener el valor del rizado de corriente.

$$V_{Lm} = L_m \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta T} \rightarrow \Delta i_{Lm} = \frac{V_{Lm} \times \Delta T}{L_m} \tag{10}$$

$$T_{on} \rightarrow V_{Lm} = V_{in} \rightarrow \Delta i_{Lm} = \frac{V_{in} \times D}{L_m \times f} \tag{11}$$

Como se puede observar, cuanto mayor sean la inductancia magnetizante y la frecuencia de conmutación la corriente magnetizante será menor. Interesa que este valor sea pequeño para así minimizar los picos de corriente magnetizante. La figura 19 representa la corriente magnetizante.

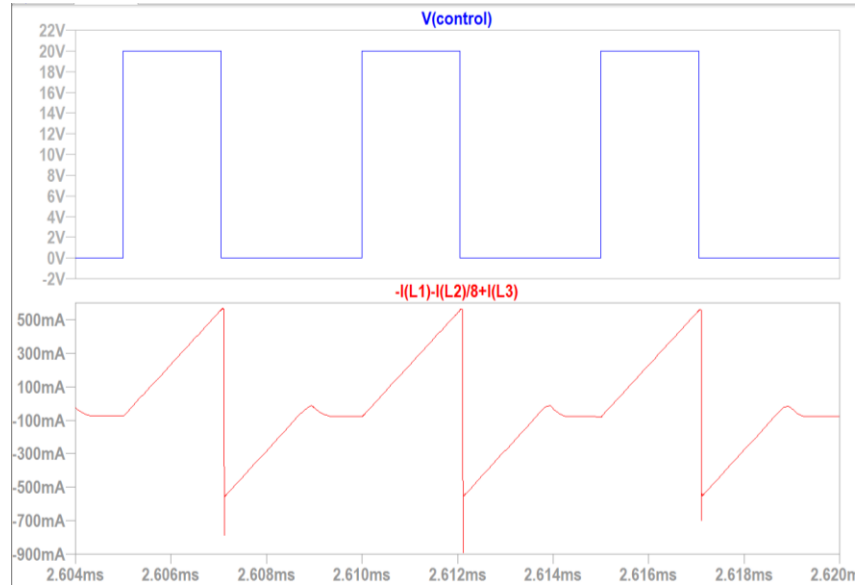


Figura 19. Forma de onda de la corriente magnetizante

- **Energía almacenada en el transformador**

La ecuación que define la energía almacenada en una bobina expresaría el valor de energía magnetizante que extrae y devuelve el transformador a la fuente. (12)

$$E_{L_m} = \frac{1}{2} \times L \times I_{L_m}^2 \quad (12)$$

Donde el valor de I_{L_m} equivale al valor eficaz de corriente magnetizante.

- **Corriente media por la bobina**

La corriente media por la bobina se calcula resolviendo el nudo formado entre la bobina, el condensador y la carga tal y como se muestra en la expresión (13).

$$i_L(t) = i_o(t) + i_c(t) \quad (13)$$

En régimen permanente la corriente media en el condensador ha de ser 0, en caso contrario este se dañaría. Se puede calcular mediante la expresión (14).

$$\bar{i}_c = 0 \rightarrow \bar{i}_L = I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (14)$$

- **Rizado de corriente en la bobina**

El rizado de corriente en la bobina se calcula a partir de la ecuación que relaciona la variación temporal de corriente con el valor de tensión. (15)

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (15)$$

Aplicando la expresión (15) en régimen permanente se obtiene el valor de rizado de corriente según la expresión (16). En este caso se aplica en el periodo de Toff por tener la tensión de salida constante. (17)

$$V_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta T} \rightarrow \Delta i_L = \frac{V_L \times \Delta T}{L} \quad (16)$$

$$T_{off} \rightarrow V_L = V_{out} \rightarrow \Delta i_L = \frac{V_{out} \times (1 - D)}{L \times F} \quad (17)$$

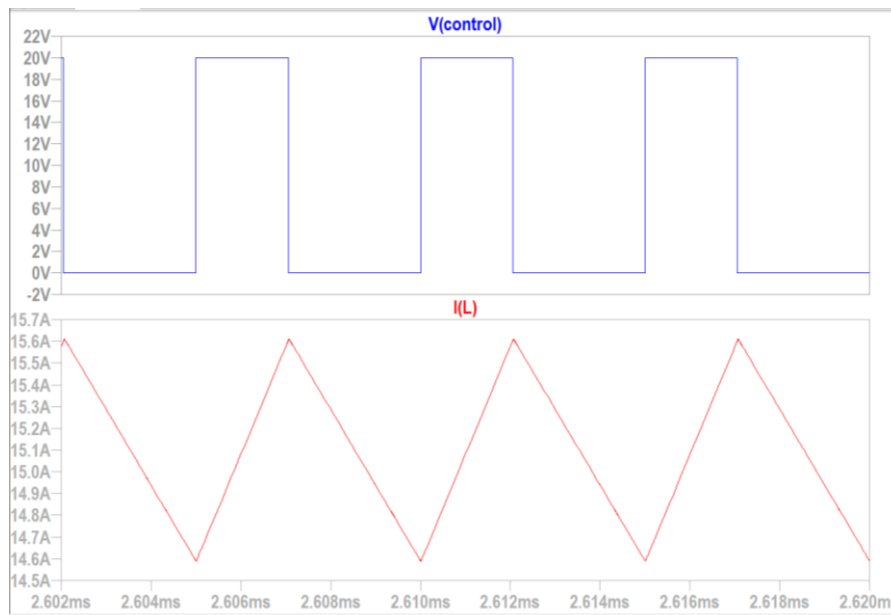


Figura 20. Forma de onda de la corriente por la bobina

Se puede observar como durante el ciclo Ton, que es el de transmisión de energía por parte de la fuente, la corriente crece.

- **Rizado de tensión en la carga**

El condensador de salida define el rizado de tensión a la salida. El objetivo del condensador es absorber el rizado de corriente dando lugar a una tensión de salida lo más continua posible.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta i_L}{8 \times F \times C} \quad (18)$$

Se puede observar como el rizado de tensión depende de manera proporcional al rizado de corriente, por lo que es importante llegar a un compromiso entre especificaciones, valores del condensador y la bobina y tamaños de estos.

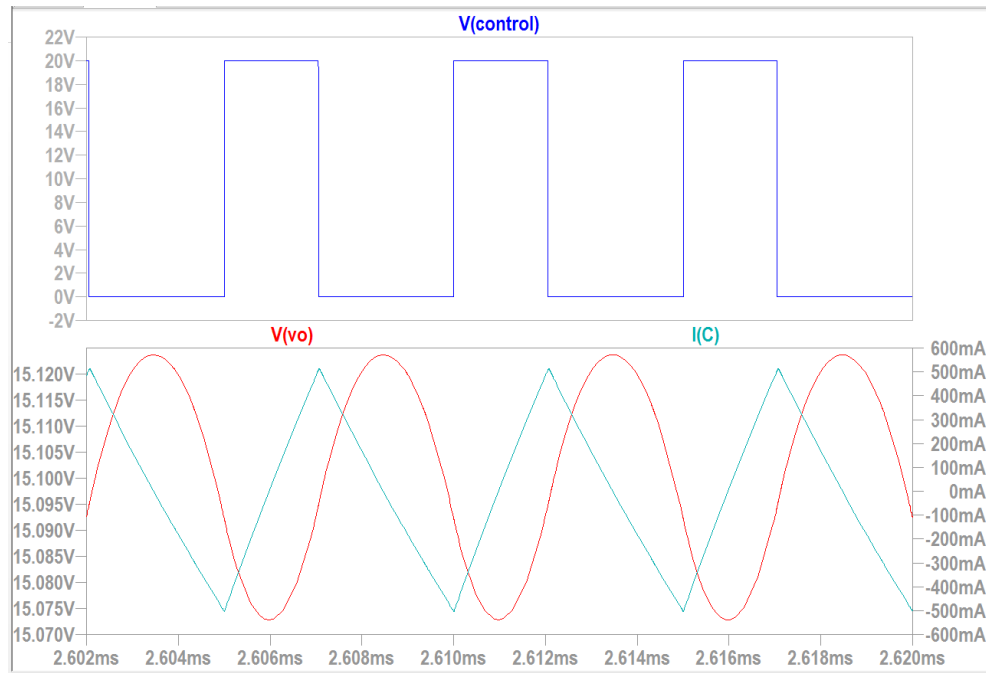


Figura 21. Formas de onda de la tensión y la corriente por el condensador de salida

En la imagen anterior podemos observar tanto la corriente como la tensión aplicada al condensador de salida, y se puede observar el desfase característico en un condensador donde la corriente se adelanta 90° respecto de la tensión.

- **Corriente media en los diodos D1 y D2**

La corriente media en los diodos D1 y D2 viene definida por la misma ecuación, salvo que los tiempos de conducción son distintos.

El diodo D1 conduce durante T_{on} , adquiriendo la misma forma de onda que la bobina en el momento de subida. El valor medio de corriente se puede calcular mediante la expresión (19).

$$\overline{I_{d1}} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} i_L(t) dt = \overline{i_L} \times D = I_o \times D \quad (19)$$

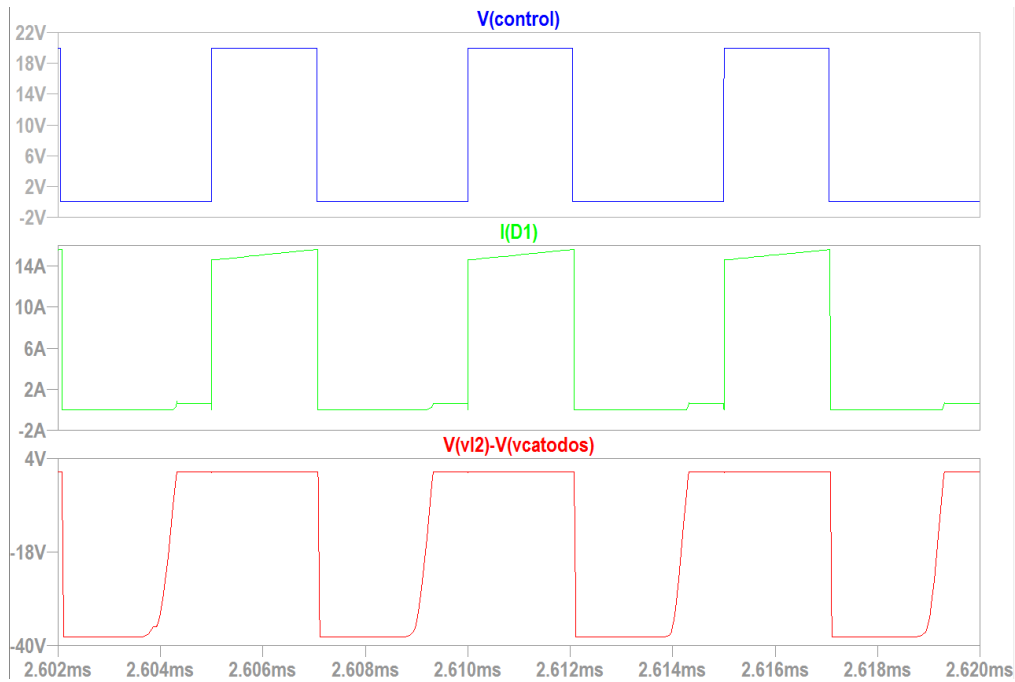


Figura 22. Formas de onda de la corriente y la tensión por el diodo D1

Por el contrario el diodo D2 conduce durante Toff, cumpliendo su fin como diodo de libre circulación, permitiendo así la no interrupción de la corriente por la bobina. Se puede calcular mediante la expresión (20).

$$\overline{I_{d2}} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T i_L(t) dt = \overline{i_L} \times (1 - D) = I_o \times (1 - D) \quad (20)$$

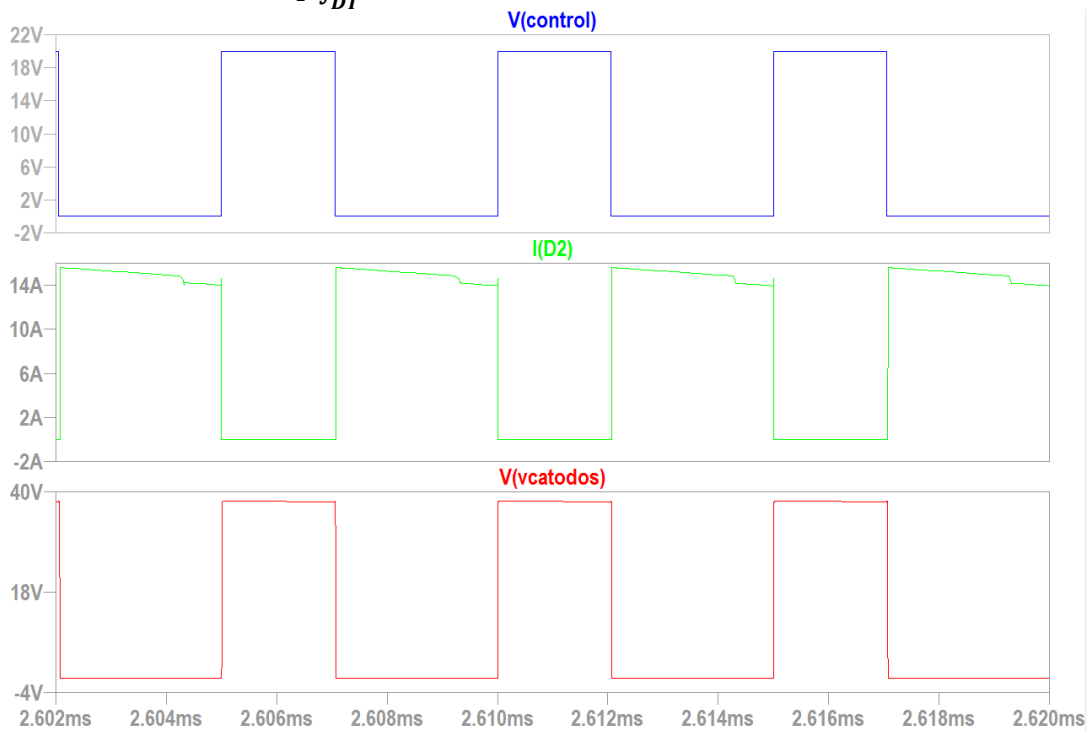


Figura 23. Formas de onda de la corriente y la tensión por el diodo D2

- **Corriente eficaz en los diodos D1 y D2**

Aplicando la condición de cálculo de valor eficaz se puede calcular el la corriente eficaz en los diodos D1 (21) y D2 (22) teniendo en cuenta que conducen en intervalos distintos.

$$I_{D1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_L(t)^2 dt} = I_o \times \sqrt{D} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta i_L}{2 \times I_o} \right)^2} \quad (21)$$

$$I_{D2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T i_L(t)^2 dt} = I_o \times \sqrt{(1-D)} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta i_L}{2 \times I_o} \right)^2} \quad (22)$$

- **Corriente eficaz en el primario**

La corriente eficaz en el primario se calcula mediante la expresión (23)

$$\begin{aligned} I_{Pri_{rms}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_L(t)^2 dt} = \frac{1}{3} \sqrt{3 \times D \left(I_{Pri_{pico}}^2 + I_{Pri_{pico}} \times I_{Pri_{min}} + I_{Pri_{min}}^2 \right)} \\ &= 1/M \times I_o \times \sqrt{D} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta i_L + \Delta i_{Lm}}{2 \times I_o \times 1/M} \right)^2} \end{aligned} \quad (23)$$

Para poderla llevar a cabo, los términos necesarios se calculan a continuación.

- i) **Corriente de pico del secundario referida al primario**

Se trata de la corriente de pico del secundario multiplicada por la inversa de la relación de transformación (2).

$$I_{21p} = I_{Lp} \times 1/M \quad (24)$$

- ii) **Corriente de pico en el primario**

La corriente por el primario supone la suma de la corriente del bobinado L1 mas la corriente de la bobina magnetizante equivalente. Por lo tanto para calcular la corriente de pico es necesario sumar la corriente de pico del primario referenciada al secundario más la corriente de pico magnetizante que equivale a la mitad del rizado por Lm. Esto viene expresado en la ecuación (25)

$$I_{Pri_{pico}} = I_{21p} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (25)$$

- iii) **Corriente mínima en el primario**

La corriente mínima por el primario se obtiene restándole a la corriente del bobinado L1 la mitad del rizado de corriente magnetizante. (26)

$$I_{Pri_{min}} = I_{21p} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (26)$$

- **Pérdidas de conducción en el MOSFET**

La ecuación que define las pérdidas de conducción en el MOSFET viene definida por (27).

$$P_{cond_{mosfet}} = I_{DS_{rms}}^2 \times R_{DS_{on}} \quad (27)$$

Donde el valor eficaz de la corriente por el MOSFET viene definido por (28).

$$I_{DS_{rms}} = I_{Pri_{rms}} \quad (28)$$

- **Pérdidas en los diodos D1 y D2**

Para un diodo la ecuación de pérdidas en conducción viene definida por (29)

$$P_{cond_{Diodo}} = V_d \times \bar{I}_d + R_d \times I_{D1_{rms}}^2 \quad (29)$$

Donde V_d representa la caída de tensión umbral del diodo y R_d la resistencia estática en conducción cuando esta polarizado en directa.

Por lo general el valor de R_d (resistencia estática) es sumamente pequeño y no suele darse en las hojas de características, por lo tanto la ecuación queda reducida a (30).

$$P_{cond_{Diodo}} = V_d \times \bar{I}_d \quad (30)$$

- **Pérdidas en el cobre del transformador**

La ecuación (31) representa las pérdidas generadas por la resistencia que presentan las bobinas de los devanados del transformador.

$$P_{Cu} = I_{Pri_{rms}}^2 \times R_p + I_{D1_{rms}}^2 \times R_s + I_{L_{meff}}^2 \times R_t \quad (31)$$

- **Pérdidas en el condensador de salida**

El condensador de salida también presenta unas pérdidas que se deben tener en cuenta y vienen definidas por la ecuación 32).

$$P_c = \frac{1}{3} \left[\left(\frac{\Delta i_L}{2} + I_o \right)^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2} - I_o \right)^2 + \left(\frac{\Delta i_L}{2} + I_o \right) \times \left(\frac{\Delta i_L}{2} - I_o \right) \right] \times R_{ESR} \quad (32)$$

Donde R_{ESR} representa la resistencia serie equivalente del condensador.

Para este proyecto se ha escogido un condensador con baja ESR, pudiendo despreciar este cálculo.

- **Pérdidas en el condensador de entrada**

Las pérdidas en el condensador de entrada adquieren un valor importante. El rizado de corriente demandado por el primario no se debe reflejar en la etapa rectificadora, por lo tanto el condensador de entrada debe ser capaz de absorber este rizado, por ello es importante controlar las pérdidas definidas por la ecuación (33).

$$P_{Cin} = I_{cin_{rms}}^2 \times R_{ESR} \quad (33)$$

El valor de $I_{cin_{rms}}$ viene definido por la siguiente ecuación. (34)

$$I_{cin_{rms}} = \sqrt{I_{Pri_{rms}}^2 - I_{in}^2} \quad (34)$$

Esta expresión representa la resta del valor de corriente eficaz en el devanado primario menos el valor de corriente eficaz del rectificador el cual debe ser completamente continuo, dando como resultado toda la componente de rizado a alta frecuencia.

- **Sobrecarga del condensador de entrada**

Otro aspecto a tener en cuenta es la devolución de energía a la fuente, en este caso, puesto que el rectificador no puede absorber energía, esta debe ser almacenada en el condensador de entrada, sobrecargándolo. En esta situación no se trata de una sobrecarga alarmante ya que la energía magnetizante es insignificante en comparación con la energía que almacena el condensador de entrada. La relación de energía viene expresada en la ecuación (35).

$$\frac{E_{cin}}{E_{Lm}} = \frac{1/2 \times c_{in} \times V_{cin}}{1/2 \times L_m \times I_{Lmef}^2} \quad (35)$$

- **Pérdidas en la bobina**

La bobina presenta unas pérdidas debidas a la resistencia equivalente en serie definidas por la ecuación (36).

$$P_L = \overline{I_L^2} \times R_{ESR} \quad (36)$$

Donde el valor $\overline{I_L^2}$ equivale al valor I_o^2

- **Rendimiento del convertidor**

El rendimiento total del convertidor se calcula por la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada definido en la expresión (37).

$$\eta = \frac{P_e - \sum P_{perdidas}}{P_e} \quad (37)$$

3. Diseño del convertidor

En este capítulo se van a estudiar las posibles opciones de diseño para cumplir las características del convertidor, realizando un diseño basado en las ecuaciones anteriores. Se argumentará la solución escogida en comparación con las diversas posibilidades de diseño. Posteriormente se mostrarán los resultados obtenidos en el programa de simulación LTSPICE de la corporación Linear Technology. Por último se mostrará el proceso de construcción y selección de los dispositivos finales.

3.1. Especificaciones

A continuación en la tabla 2 se resumen las especificaciones del sistema convertidor CC-CC.

V_{in}	$311 V_{DC}$
V_{out}	$10V_{DC} \div 15V_{DC}$
I_{outMax}	15A
$P_{outMax}@15V_{DC}$	225W
$P_{outMax}@10V_{DC}$	150W
I_{outMin}	0.5A
$P_{outMin}@15V_{DC}$	7.5W
$P_{outMin}@10V_{DC}$	5W
Rizado máximo de corriente en L	1A
Rizado máximo de tensión a la salida	50mV
Frecuencia de Conmutación	200kHz

Tabla 2. Especificaciones del Convertidor

3.2. Diseño

El diseño del convertidor se divide en dos apartados principales, la relación de transformación del transformador que va ligada con el ciclo de trabajo y el diseño del filtro de salida el cual otorgará las especificaciones seleccionadas a la salida.

3.2.1. Selección de la relación de transformación y del ciclo de trabajo

Para llevar a cabo esta decisión se deben tener en cuenta las ecuaciones (3) y (6). Se abarcan varias posibilidades las cuales se han reflejado en la tabla 3 para finalmente tomar la decisión final.

Tercer devanado - Ciclo de Trabajo maximo			
Condicion $D \cdot (1 + N_3/N_1) < 1$			
	N1/N3		
D	2	1	0,5
0,1	0,15	0,2	0,3
0,2	0,3	0,4	0,6
0,3	0,45	0,6	0,9
0,4	0,6	0,8	1,2
0,5	0,75	1	1,5
0,6	0,9	1,2	1,8
0,7	1,05	1,4	2,1
0,8	1,2	1,6	2,4
0,9	1,35	1,8	2,7
1	1,5	2	3
	V Mosfet Maxima (V)		
	933	622	466,5
	Multiplo de corriente en 3°devandado		
	0,5	1	2

Tabla 3. Comparativa entre la Relación de Transformación de Reset con el Ciclo de trabajo

Se ha escogido una relación de transformación de desmagnetización (M_{reset}) igual a 1, la más sencilla en este caso teniendo en cuenta las consecuencias de límite de ciclo de trabajo y tensión máxima soportada en el transistor. La corriente por el tercer devanado no es importante ya que es bastante pequeña.

Una vez calculado el ciclo de trabajo máximo posible, que es del 50%, se establece la relación de transformación principal (M). Para ello se debe observar el rango de ciclo de trabajo en función de la tensión de salida. La elección se lleva a cabo con el ciclo de trabajo máximo. No se escoge la más cercana al 50% por dos motivos. En primer lugar conviene que el tiempo de reseteo sea mayor que el de conducción para asegurar la completa desmagnetización del transformador. En segundo lugar, debido a los efectos de los componentes reales, siempre se suele requerir un ciclo de trabajo mayor en la realidad que en la teoría, por lo tanto se busca una relación de transformación que cumpla estos requisitos pero manteniendo el ciclo de trabajo lo más centrado posible. La tabla 4 representa los valores de ciclo de trabajo en función de la relación de transformación principal.

Ciclo de trabajo - Relación de Transformación									
		M=N1/N2							
	Vout (V)	5	6	7	8	9	10	11	12
D min	10	0,16	0,19	0,23	0,26	0,29	0,32	0,35	0,39
	10,5	0,17	0,20	0,24	0,27	0,30	0,34	0,37	0,41
	11	0,18	0,21	0,25	0,28	0,32	0,35	0,39	0,42
	11,5	0,18	0,22	0,26	0,30	0,33	0,37	0,41	0,44
	12	0,19	0,23	0,27	0,31	0,35	0,39	0,42	0,46
	12,5	0,20	0,24	0,28	0,32	0,36	0,40	0,44	0,48
	13	0,21	0,25	0,29	0,33	0,38	0,42	0,46	0,50
	13,5	0,22	0,26	0,30	0,35	0,39	0,43	0,48	0,52
	14	0,23	0,27	0,32	0,36	0,41	0,45	0,50	0,54
	14,5	0,23	0,28	0,33	0,37	0,42	0,47	0,51	0,56
D max	15	0,24	0,29	0,34	0,39	0,43	0,48	0,53	0,58

Tabla 4. Comparativa entre el Ciclo de Trabajo y la Relación de Transformación

Los motivos de buscar el ciclo de trabajo máximo son dos. La necesidad de mantener el sistema lo más simétrico posible, es decir, que los valores de corriente eficaces en los tiempos de encendido y apagado sean lo más similares posible, y en segundo lugar, que trabajar con ciclos de trabajo extremos como serían en torno al 10% es complicado por diversas cuestiones de efectos reales.

Finalmente la relación de transformación escogida es de 8 por cumplir los requisitos anteriormente mencionados.

3.2.2. Diseño del filtro de salida

El filtro de salida se diseña a partir de las especificaciones de rizado de corriente en la bobina y de rizado de tensión a la salida. Resolviendo la ecuación (38), se obtiene el valor de la bobina. Durante T_{off} el cálculo se simplifica ya que $V_L = V_{out}$ además, se debe calcular en el caso más extremo que sería con D_{max} .

$$\Delta i_L = \frac{V_{out} \times (1 - D_{max})}{L \times F} \rightarrow L = \frac{V_{out} \times (1 - D_{max})}{\Delta i_L \times F} = \frac{15[V] \times (1 - 0.39)}{1[A] \times 200K[Hz]} \quad (38)$$

$$L = 46[\mu H]$$

A continuación, resolviendo la ecuación (39), se obtiene el valor del condensador de salida, el cual debe ser de baja ESR para minimizar las pérdidas.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta i_L}{8 \times F \times C} \rightarrow C = \frac{\Delta i_L}{8 \times F \times \Delta V_o} = \frac{1[A]}{8 \times 200k[Hz] \times 50[mV]} \quad (39)$$

$$C = 12.5[\mu F]$$

La figura 24 muestra la respuesta dinámica ante variaciones de carga

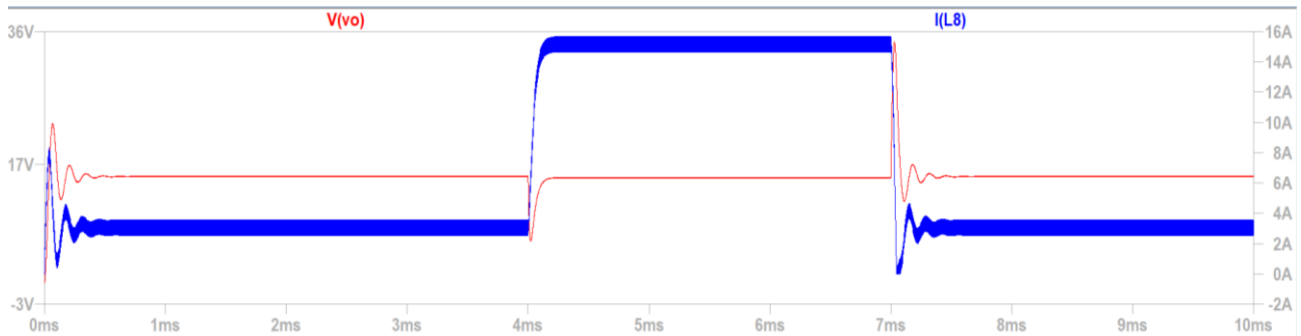


Figura 24. Características dinámicas del filtro LC

Como podemos observar, nos encontramos ante un sistema de segundo orden en el que la respuesta de la tensión de salida es bastante rápida, adquiriendo un comportamiento subamortiguado y una sobreoscilación puntual bastante elevada, la cual se corregirá al cerrar el lazo.

Por el contrario la oscilación de corriente por la bobina adquiere una dinámica muy buena, con una transición rápida y sin oscilaciones.

La solución a la respuesta dinámica de la tensión de salida se daría disminuyendo el valor de la bobina o aumentando el valor de C, a costa de aumentar el rizado en la bobina generando como consecuencias mayores pérdidas o haciendo el sistema más lento respectivamente.

3.3. Diseño analítico del convertidor

- **Rizado máximo de corriente magnetizante**

Mediante la expresión (40) se obtiene el valor del rizado de corriente empleando la ecuación característica de una inductancia en régimen permanente.

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{in} \times D}{L_m \times F} = \frac{311[V] \times 0.39}{1000\mu[H] \times 200k[Hz]} = 0.6A \quad (40)$$

- **Corriente media máxima en los diodos D1 y D2 (valor máximo)**

A continuación en la ecuaciones (41) y (42) se obtienen los valores de corriente media en el punto de trabajo de máxima potencia.

$$\overline{I_{d1}} = I_o \times D_{max} = 15 \times 0.39 = 5.85A \quad (41)$$

$$\overline{I_{d2}} = I_o \times (1 - D_{min}) = 15 \times (1 - 0.26) = 11.1A \quad (42)$$

- **Corriente eficaz máxima en los diodos D1 y D2**

Las expresiones (43) y (44) definen el valor de corriente eficaz de los diodos en los casos más críticos de funcionamiento.

$$I_{D1_{rms}} = I_o \times \sqrt{D_{max}} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta i_L}{2 \times I_o} \right)^2} = 15 \times \sqrt{0.39} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{1}{2 \times 15} \right)^2} \quad (43)$$

$$= 9.36A$$

$$I_{D2_{rms}} = I_o \times \sqrt{1 - D_{min}} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta i_L}{2 \times I_o} \right)^2} \quad (44)$$

$$= 15 \times \sqrt{1 - 0.26} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{1}{2 \times 15} \right)^2} = 12.9A$$

- **Corriente máxima de pico del secundario referida al primario.(45)**

$$I_{21p} = I_{Lp} \times M = \left(I_o + \frac{\Delta i_L}{2} \right) \times \frac{1}{M} = (15 + 0.5) \times 0.125 = 1.94A \quad (45)$$

- **Corriente máxima de pico en el primario.(46)**

$$I_{Pri_{pico}} = I_{21p} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = 1.94 + \frac{0.6}{2} = 2.24A \quad (46)$$

- **Corriente mínima en el primario.(47)**

$$I_{Pri_{min}} = I_{21p} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = 1.94 - \frac{0.6}{2} = 1.64A \quad (47)$$

- **Corriente eficaz máxima en el primario y en el transistor**

Como ya se demostró anteriormente la corriente eficaz en el primario es la misma que en el MOSFET, mediante la expresión (48) se obtiene su valor.

$$I_{Pri_{rms}} = I_{DS_{rms}} = \frac{1}{M} \times I_o \times \sqrt{D} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{\Delta i_L + \Delta i_{Lm}}{2 \times I_o \times \frac{1}{M}} \right)^2} \quad (48)$$

$$= \frac{1}{8} \times 15 \times \sqrt{0.39} \times \sqrt{1 + \frac{1}{3} \times \left(\frac{1 + 0.6}{2 \times 15 \times \frac{1}{8}} \right)^2} = 1.21A$$

- **Corriente eficaz magnetizante**

La ecuación (49) muestra el valor eficaz de la corriente magnetizante del transformador, el cual es muy reducido.

$$I_{L_{mef}} = I_{Pri_{rms}} - I_{D1_{rms}}/8 = 1.21 - \frac{9.36}{8} = 0.04A \quad (49)$$

- **Energía almacenada en el transformador**

A continuación mediante la expresión (50) se muestra el cálculo de la energía de magnetización la cual se verá aprovechada y devuelta al condensador de entrada.

$$E_{L_m} = \frac{1}{2} \times L_m \times I_{L_{mef}}^2 = E_{L_m} = \frac{1}{2} \times 1000\mu[H] \times 0.04^2 = 0.8\mu J \quad (50)$$

- **Energía almacenada en el condensador**

El condensador de entrada está formado por dos condensadores en serie de 470uF. La ecuación (51) define el valor de la energía almacenada.

$$E_{c_{in}} = \frac{1}{2} \times c_{in} \times V_{c_{in}}^2 = 0.5 \times 235\mu \times 311^2 = 36mJ \quad (51)$$

- **Sobrecarga del condensador de entrada**

A continuación mediante la expresión (52) se muestra el cálculo de la relación de energía entre el condensador de entrada y la energía magnetizante durante el periodo de desmagnetización del transformador.

$$\frac{E_{c_{in}}}{E_{L_m}} = \frac{36mJ}{0.8\mu J} = 45000 \quad (52)$$

La energía con la que se sobrecarga el condensador de entrada durante la desmagnetización es 45000 veces más pequeña que la del condensador, lo que es un valor insignificante.

3.4. Resultados de simulación en LTSPICE

La simulación del convertidor se ha llevado mediante LTSPICE. A continuación se muestra el esquemático y las gráficas más importantes.

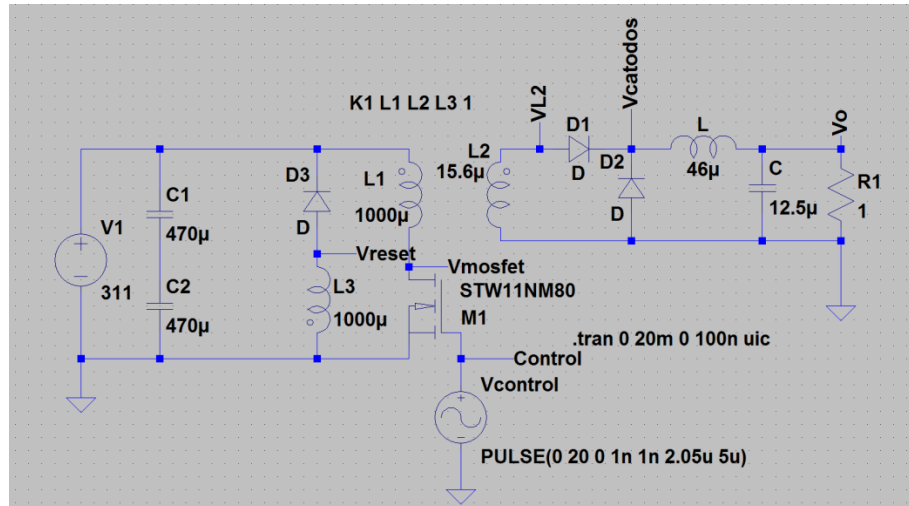


Figura 25. Esquema de simulación en LTSPICE

En las gráficas expuestas a lo largo del capítulo se podrá observar como existe un ligero tiempo muerto, el cual es necesario como margen de seguridad, ya que probablemente se reduzca en la realidad. La figura 26 muestra en detalle el acotamiento de los intervalos sobre la tensión del MOSFET.

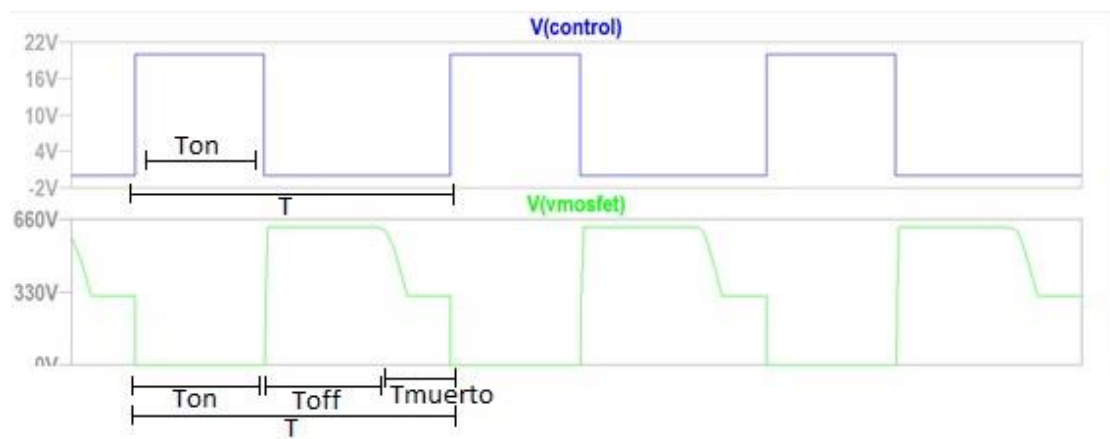


Figura 26. Acotamiento de los intervalos de conmutación

En la figura 27 se muestran la tensión en el MOSFET, la corriente y la tensión del primer devanado.

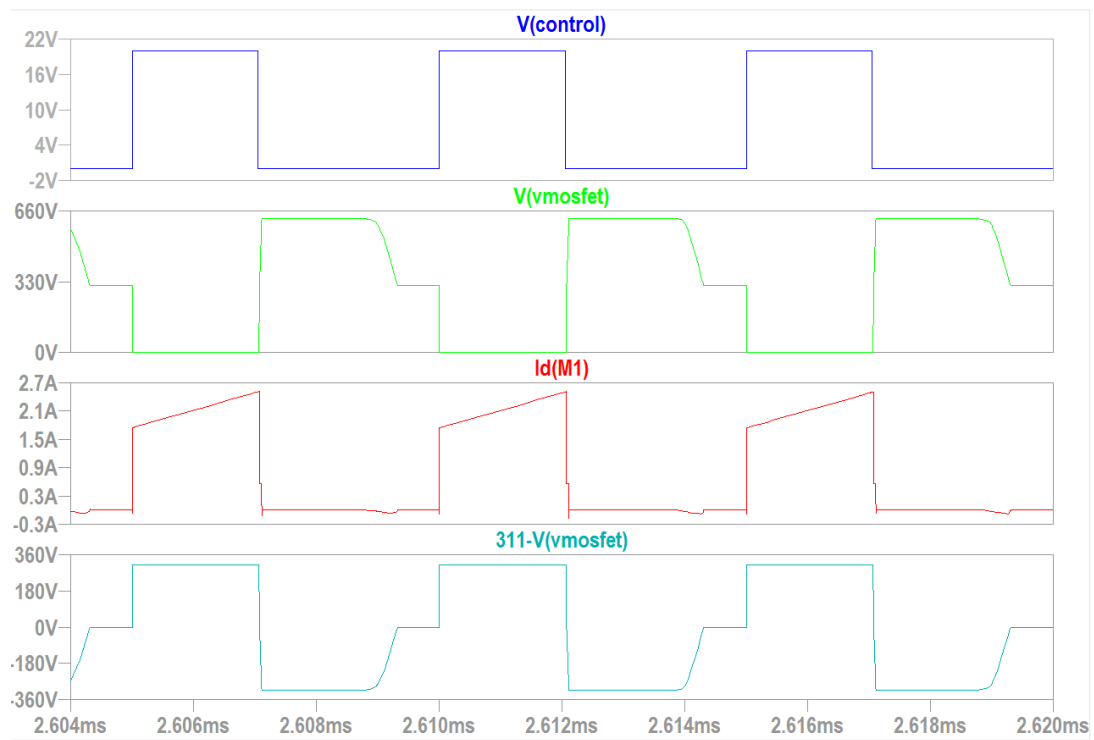


Figura 27. Formas de onda en el MOSFET y en el primer devanado

A continuación, en la figura 28 muestra la tensión del tercer devanado, la tensión en el diodo de desmagnetización la cual alcanza 620V y la corriente de desmagnetización caracterizada por su pequeño valor.

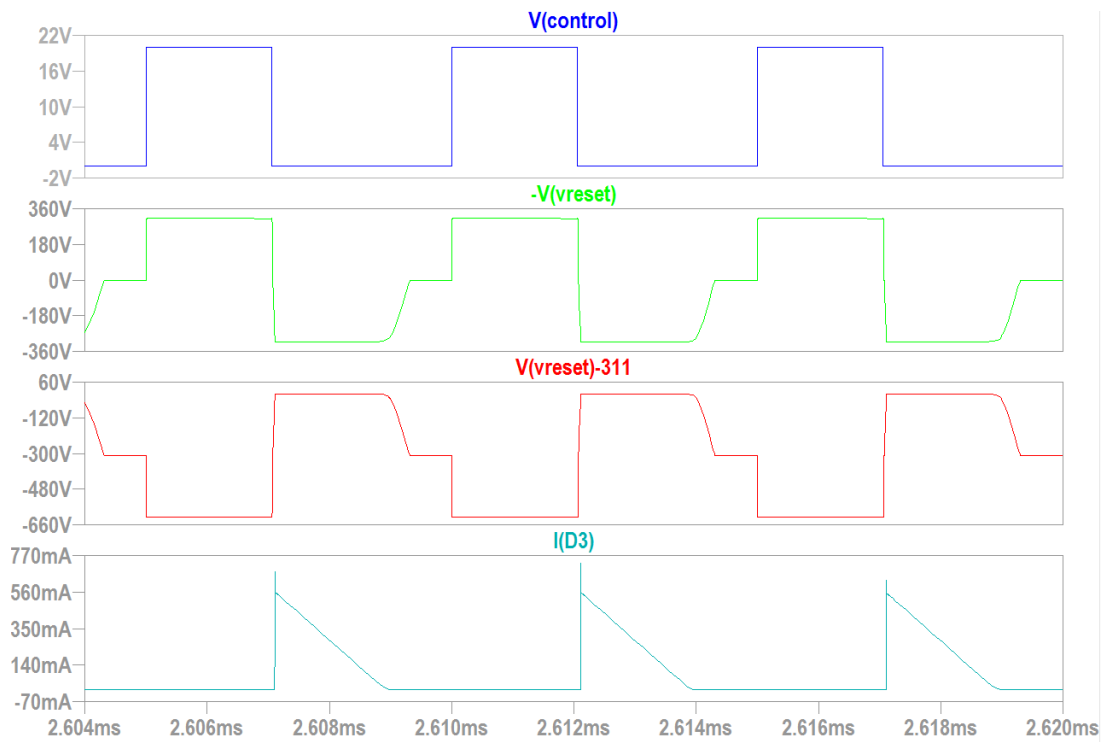


Figura 28. Formas de onda en el tercer devanado y en el diodo de desmagnetización

La figura 29 muestra las tensiones en los diodos 1 y 2, y por último la tensión en el bobinado secundario

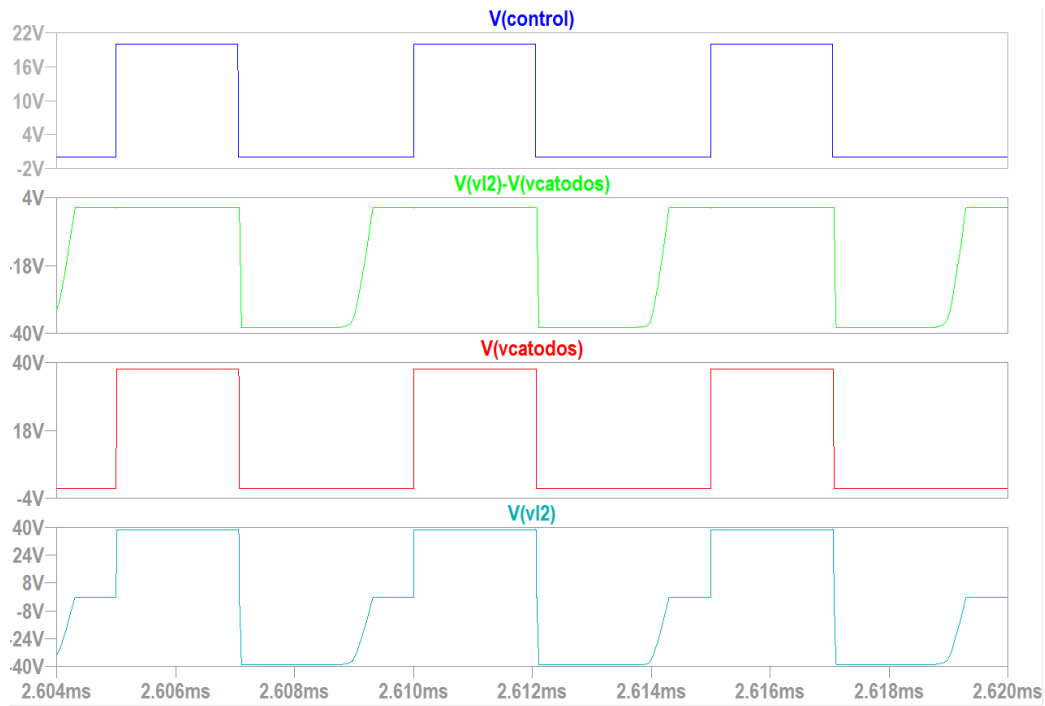


Figura 29. Formas de onda en los diodos D1,D2 y en el devanado secundario

Por último, la figura 30 muestra la corriente por ambos diodos, observándose como la suma de ambas coincide con la corriente por la bobina. Además se muestran en conjunto la tensión en la bobina cuyo valor medio es nulo y la corriente, cuyo rizado es 1A. Por último se muestra la tensión a la salida con su rizado especificado y la corriente en el condensador de salida cuyo rizado es de 1A y valor medio nulo.

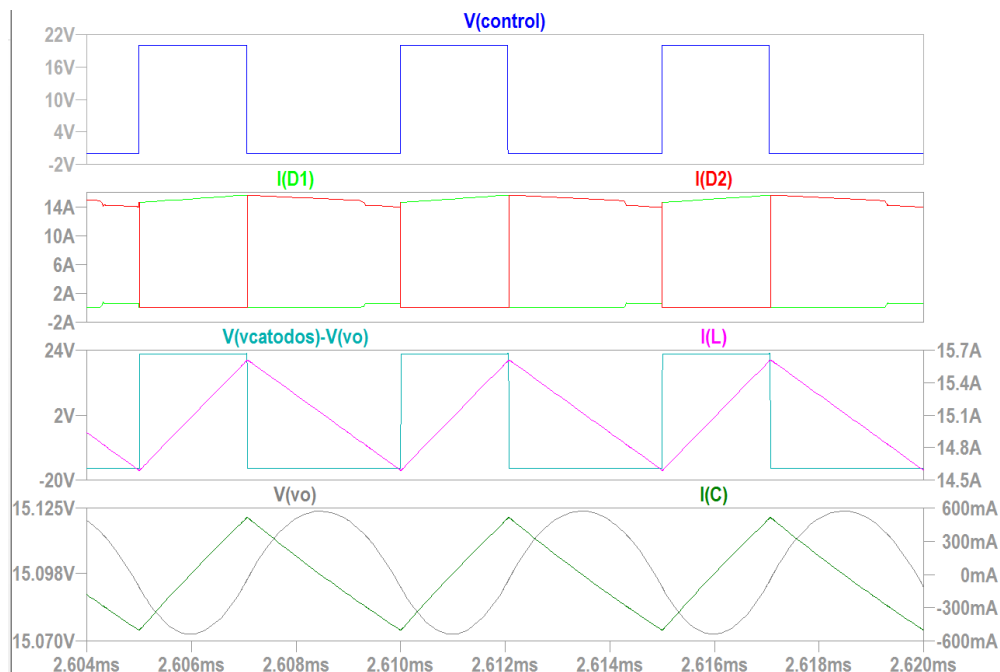


Figura 30. Formas de onda en los diodos D1, D2, bobina y condensador

3.5. Diseño y selección de dispositivos

3.5.1. Diseño del transformador

El diseño y construcción del transformador se ha llevado a cabo en el laboratorio del Departamento de Tecnología Electrónica. Para llevar a cabo su diseño se ha empleado la herramienta de diseño profesional PEXPT perteneciente a la compañía ANSYS. PEXPT se emplea para el diseño, modelado y análisis de transformadores e inductores. Mediante una combinación de técnicas de análisis clásico y de elementos finitos PEXPT determina entre otros, el tamaño y forma del núcleo, los espacios de aire y la estrategia de arrollamiento. Gracias a su amplia biblioteca de productos comerciales, la selección y comparación de distintas formas o tamaños de núcleo resulta muy cómoda y accesible.

Gracias a la herramienta de diseño PEXPT el diseño y montaje del transformador resulta de mayor sencillez, obteniendo como resultado numerosas combinaciones de materiales. Para ello se deben introducir los datos de rizado tensión y frecuencia entre otros. Una vez seleccionado el diseño se procede a su bobinado a mano.

A la hora de llevar a cabo el diseño del transformador se debe tener en cuenta los siguientes puntos:

- Material del núcleo
- Tipo de núcleo
- Tamaño del núcleo
- Sección de cable

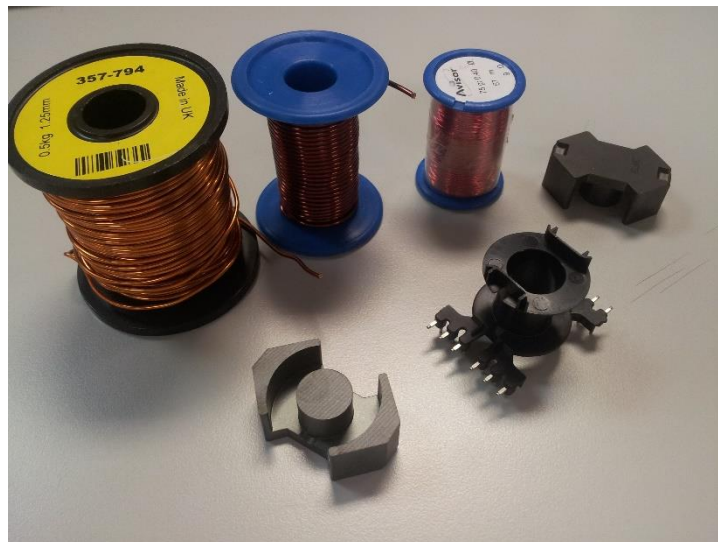


Figura 31. Materiales empleados en la construcción del transformador

El material del núcleo escogido es del fabricante Ferroxcube, en cuyo catálogo se pueden encontrar numerosas aleaciones de ferrita. En el caso de este proyecto se ha escogida la aleación denominada 3F3 cuyas características principales se muestran en la figura 32.

3F3 SPECIFICATIONS

A medium frequency power material for use in power and general purpose transformers at frequencies of 0.2 - 0.5 MHz.

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
μ_i	25 °C; ≤ 10 kHz; 0.25 mT	2000 $\pm 20\%$	
μ_a	100 °C; 25 kHz; 200 mT	≈ 4000	
B	25 °C; 10 kHz; 1200 A/m 100 °C; 10 kHz; 1200 A/m	≈ 440 ≈ 370	mT
P_v	100 °C; 100 kHz; 100 mT 100 °C; 400 kHz; 50 mT	≤ 80 ≤ 150	kW/m ³
ρ	DC; 25 °C	≈ 2	Ωm
T_c		≥ 200	°C
density		≈ 4750	kg/m ³

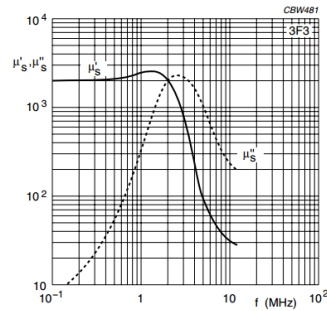


Fig.1 Complex permeability as a function of frequency.

Figura 32. Características magnéticas del núcleo del transformador

El tipo de núcleo escogido, también del fabricante Ferroxcube, es el tipo RM, en concreto el tamaño y modelo escogido es RM 12/l

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.388	mm ⁻¹
V_e	effective volume	8340	mm ³
l_e	effective length	56.6	mm
A_e	effective area	146	mm ²
A_{min}	minimum area	125	mm ²
m	mass of set	≈ 46	g

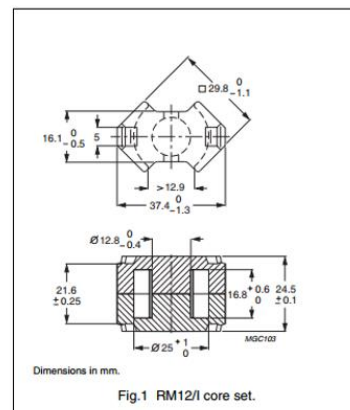


Fig.1 RM12/l core set.

Figura 33. Características físicas del núcleo del transformador

Por último es importante tener en cuenta el diámetro del cable a bobinar el cual es de cobre esmaltado. Es importante llegar a un compromiso entre el diámetro, el número de vueltas, el número de cables en paralelo, la temperatura y la resistencia. Esta elección elimina los diámetros superiores a 1mm ya que estos son difíciles de bobinar a mano.

La figura 34 muestra la gran variedad de resultados que ofrece PEXPT, mostrando los valores críticos de cada diseño.

Core [Name]	Wire [Name]	Volume [mm ³]	Turns	Temperature [°C]	Parallel Turns [n]	Power Losses [W]	Window Filling [%]
RM12/I	AWG29	8263.60	32	47.33	3	1.5356	24.60
RM12/I	AWG29	8263.60	32	47.34	3	1.5353	25.25
RM12/I	AWG29	8263.60	32	48.12	2	1.6135	23.85
RM12/I	AWG29	8263.60	32	48.14	2	1.6133	24.51
RM12/I	AWG29	8263.60	32	48.24	3	1.6098	22.63
RM12/I	AWG29	8263.60	32	48.26	3	1.6096	23.28
RM12/I	AWG30	8263.60	32	48.44	3	1.6072	22.64
RM12/I	AWG30	8263.60	32	48.46	3	1.6070	23.29
RM12/I	AWG29	8263.60	32	48.62	2	1.6130	28.04
RM12/I	AWG30	8263.60	32	49.33	3	1.6806	20.68
RM12/I	AWG30	8263.60	32	49.35	3	1.6803	21.33
RM12/I	AWG30	8263.60	32	49.81	2	1.7250	22.55
RM12/I	AWG30	8263.60	32	49.83	2	1.7248	23.20
RM12/I	AWG26	8263.60	32	50.01	2	1.7429	24.51
RM12/I	AWG26	8263.60	32	50.03	2	1.7427	25.16
RM12/I	AWG30	8263.60	32	50.37	2	1.7245	26.74
RM12/I	AWG30	8263.60	32	52.22	5	1.8530	23.17

Figura 34. Variedad de resultados exportados de PEXPT durante el diseño del transformador

Finalmente las características de la elección escogida se recogen en la tabla 5.

Bobinado	Diámetro (mm)	Vueltas en paralelo	Numero de vueltas
Primario	0.3	3	32
Secundario	0.8	1	8
Terciario	0.2	3	32

Tabla 5. Configuración del bobinado del Transformador

La distribución de los devanados se modificó de la que daba el programa con el fin de mejorar la el acoplamiento entre devanados siendo el orden definitivo del devanado 1-1-3-2-1. La imagen 35 representa de manera gráfica un corte transversal del transformador indicando el orden de los devanados.

Donde los puntos en amarillo muestran la sección del devanado primario, los rojos los del secundario y los azules los del terciario.

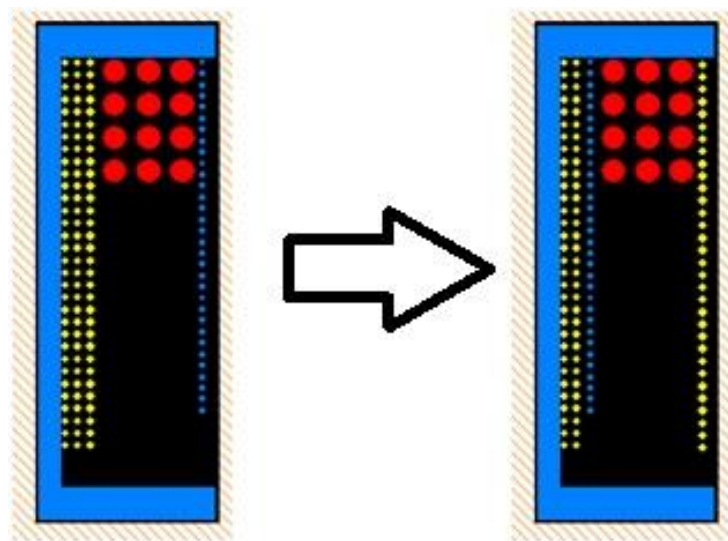


Figura 35. Modificación del orden de arrollamiento en el transformador

El objetivo de mejorar el acoplamiento entre devanados es disminuir las inductancias de dispersión del transformador de modo que la tensión drenador-fuente del MOSFET tenga menos picos y sea más parecida a la ideal. Si no fuera así habría que plantearse el diseño de un filtro snubber para mejorar la conmutación del interruptor y proteger el dispositivo.

3.5.2. Diseño de la bobina

El proceso de diseño y construcción de la bobina también está realizado con la herramienta profesional PEXPERT. Previamente se introducen los datos del convertidor, los materiales disponibles y el programa devuelve una lista de posibles resultados. La figura 36 muestra varias opciones de diseño.

Core [Name]	Wire [Name]	Volume [mm ³]	Turns	Temperature [°C]	Gap [mm]	Parallel Turns [n]	∠	Power Losse...	Window Filling [%]
RM14/I	AWG19	13860.00	14	43.50	1.3919	4	1.8301		40.72
RM14/I	AWG17	13860.00	14	46.79	1.3919	2	2.1863		31.31
RM14/I	AWG19	13860.00	14	47.36	1.3919	3	2.2941		30.54
RM14/I	AWG17	13860.00	16	50.18	1.9031	2	2.5373		35.78
RM14/I	AWG19	13860.00	16	52.45	1.9031	3	2.6857		34.91
RM14/I	AWG19	13860.00	17	54.41	2.1969	3	2.8902		37.09
RM14/I	AWG19	13860.00	14	54.71	1.3919	2	3.2222		20.36
RM14/I	AWG19	13860.00	16	61.91	1.9031	2	3.7564		23.27
RM14/I	AWG17	13860.00	14	62.80	1.3919	1	3.9586		15.65
RM14/I	AWG19	13860.00	17	64.54	2.1969	2	4.0322		24.73

Figura 36. Variedad de resultados exportados de PEXPERT durante el diseño de la bobina

Para la bobina se ha escogido también del fabricante Ferroxcube un RM del tipo RM 14/I, con núcleo 3F3. En este caso la sección del cable es de 1mm y 17 vueltas.

3.5.3. Selección del transistor MOSFET

La selección del transistor MOSFET principal se realiza teniendo en cuenta aspectos clave como son la tensión V_{DS} que debe soportar, la corriente eficaz, la resistencia $R_{DS(on)}$ o los tiempos de retardo de conmutación. Para ello se han valorado todas las posibles soluciones que tiene el distribuidor RS. En la tabla 6 se muestran algunos de los transistores que se tuvieron en cuenta.

Transistor	Vdssmax (V)	Id max (A)	Ton(ns)	T off(ns)	Rds(Ω)
FQP4N90C	900	4	75	75	3.5
FQP4N80C	800	4	61	70	2.8
FQP3N90C	900	3	58	54	4
FQP3N80C	800	3	58	54	4

Tabla 6. Comparativa de Dispositivos MOSFET

Finalmente se optó por el transistor FQP4N90C del fabricante Fairchild, con tipo de encapsulado TO-220.



QFET™

FQP4N90C/FQPF4N90C 900V N-Channel MOSFET

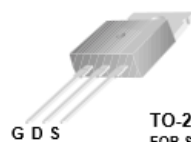
General Description

These N-Channel enhancement mode power field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, planar stripe, DMOS technology.

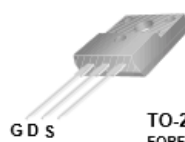
This advanced technology has been especially tailored to minimize on-state resistance, provide superior switching performance, and withstand high energy pulse in the avalanche and commutation mode. These devices are well suited for high efficiency switch mode power supplies.

Features

- 4A, 900V, $R_{DS(on)} = 4.2\Omega$ @ $V_{GS} = 10V$
- Low gate charge (typical 17nC)
- Low C_{rss} (typical 5.6 pF)
- Fast switching
- 100% avalanche tested
- Improved dv/dt capability



TO-220
FQP Series



TO-220F
FQPF Series

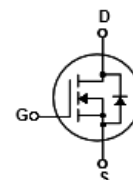


Figura 37. Características del MOSFET

Las pérdidas en conducción se muestran en la expresión (53).

$$P_{cond_{mosfet}}(Max) = I_{DS_{rms}}^2 \times R_{DS_{on}} = 1.21 \times 3.5 = 4.2W \quad (53)$$

3.5.4. Selección de los diodos D1 y D2

Existen numerosas configuraciones para los diodos D1 y D2, en este caso se ha optado por un encapsulado TO-3P del fabricante TAIWAN SEMICONDUCTOR, el cual consta de dos diodos con cátodo común. Se trata de un diodo Schottky cuyas características principales se detallan en la tabla 7.

Modelo	MBR4060PT
Fabricante	TAIWAN SEMICONDUCTOR
Encapsulado	TO-3P
V_{RRM}	60V
I_{FAV}	$2 \times 20A$
V_F	0.77

Tabla 7. Características los diodos D1 y D2

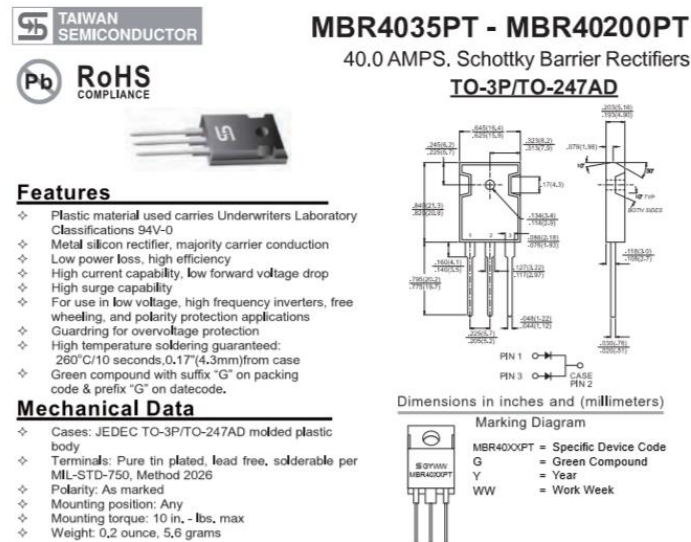


Figura 38. Características de los diodos D1 y D2

Las expresiones (54) y (55) representan el valor de las pérdidas máximas en conducción de los diodos.

$$P_{cond_{Diodo1}}(Max) = V_F \times \overline{I_{d1}} = 0.77 \times 5.85 = 4.5W \quad (54)$$


$$P_{cond_{Diodo2}}(Max) = V_F \times \overline{I_{d2}} = 0.77 \times 11.1 = 8.5W \quad (55)$$

3.5.5. Selección del diodo de desmagnetización

Para el diodo de desmagnetización, se debe tener en cuenta que ha de soportar más de 600 V cuando no se encuentre conduciendo. La corriente de desmagnetización es pequeña lo que no supone problemas. Para ello se ha optado por el diodo de rectificador rápido UF4006-E3/73 del fabricante VISHAY. La tabla 8 recoge las características principales del diodo.

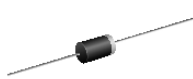
Modelo	UF4006-E3/73
Fabricante	VISHAY
Encapsulado	DO-204AL
V_{RRM}	800V
I_{FAV}	1A
V_F	1.7V
t_{rr}	75ns

Tabla 8. Características del diodo de desmagnetización



UF4001 thru UF4007
 Vishay General Semiconductor

Ultrafast Plastic Rectifier



DO-204AL (DO-41)

FEATURES

- Glass passivated chip junction
- Ultrafast reverse recovery time
- Low forward voltage drop
- Low switching losses, high efficiency
- High forward surge capability
- Solder Dip 260 °C, 40 seconds
- Component in accordance to RoHS 2002/95/EC and WEEE 2002/96/EC

TYPICAL APPLICATIONS

For use in high frequency rectification and free-wheeling application in switching mode converters and inverters for consumer, computer and telecommunication.

MECHANICAL DATA

Case: DO-204AL (DO-41)

Epoxy meets UL 94V-0 flammability rating

Terminals: Matte tin plated leads, solderable per J-STD-002B and JESD22-B102D

E3 suffix for commercial grade

Polarity: Color band denotes cathode end

MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS	
$I_F(AV)$	1.0 A
V_{RRM}	50 V to 1000 V
I_{FSM}	30 A
t_{rr}	50 ns, 75 ns
V_F	1.0 V, 1.7 V
$T_J \text{ max.}$	150 °C

Figura 39. Características del diodo de desmagnetización

3.5.6. Selección del condensador del filtro LC

Para el condensador del filtro LC, es importante seleccionar uno con baja ESR con el fin de minimizar las pérdidas. Se ha escogido un condensador de 10uF del fabricante JACKON, del que se especifica una baja ESR.

4. Modelado del convertidor y diseño del regulador

Todo lo realizado anteriormente se ha basado en el diseño de la etapa de potencia realizando simulaciones y pruebas en el laboratorio controlando directamente el ciclo de trabajo (bucle abierto). El objetivo de este capítulo es diseñar una red de realimentación capaz de autorregular el sistema ante perturbaciones. Para llevar a cabo esto en primer lugar se estudiará el comportamiento dinámico del sistema, analizando su comportamiento ante perturbaciones externas para posteriormente diseñar un regulador con el objetivo de corregir la dinámica del sistema.

4.1. Introducción

Es importante tener en cuenta que hasta ahora se ha estudiado el convertidor en régimen permanente, sin alteraciones y que por lo tanto se desconoce cuál será el comportamiento del convertidor ante dichas alteraciones, como podrían ser un escalón de carga o una variación en la tensión de entrada. Estas alteraciones provocan cambios en el punto de trabajo (Q) dando lugar a un periodo de transición entre uno y otro. La figura 40 representa distintos puntos de trabajo antes perturbaciones externas.

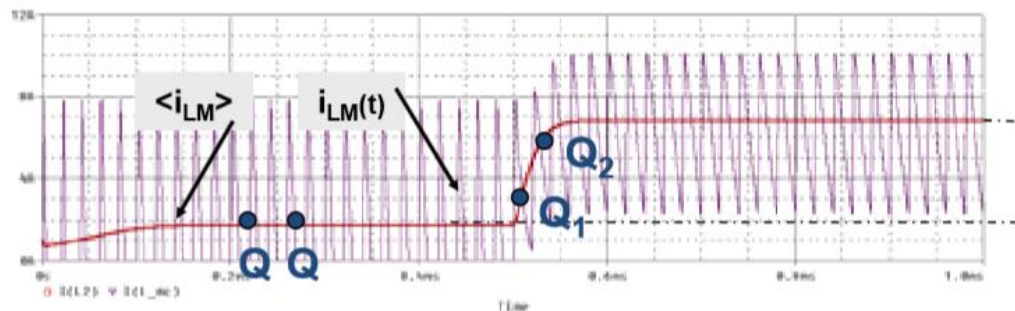


Figura 40. Representación gráfica de distintos puntos de trabajo

En régimen dinámico las ecuaciones descritas en capítulos anteriores no resultan útiles, por lo tanto se debe proceder con una alternativa para su comprensión mediante el modelado.

4.2. Modelado teórico

El modelado consiste en la descripción mediante ecuaciones matemáticas del comportamiento físico del convertidor, pudiendo así conocer la evolución del sistema ante distintas

perturbaciones y permitiendo diseñar algoritmos de control que permitan estabilizar el sistema y mejorar sus características dinámicas.

Para poder llevar a cabo el modelado orientado a simulación se deben realizar 3 pasos: promediar, linealizar y perturbar.

4.2.1. Promediado

El promediado consiste en reproducir el comportamiento más significativo del sistema mediante el uso de aproximaciones. El modelo promediado permite mejorar la comprensión del sistema proporcionando una visión física más fácil de entender, además de obtener un circuito invariante en el tiempo. Para ello se desprecia el rizado de conmutación. La figura 41 muestra la comparativa entre ambos modelos.

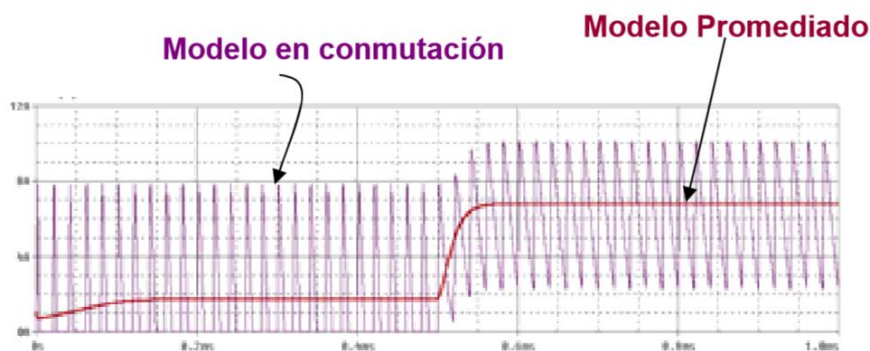


Figura 41. Distinción gráfica del modelo conmutado y el modelo promediado

Para promediar se deben sustituir los elementos no lineales (diodos y transistores) por fuentes de tensión o corriente, respetando una serie de normas.

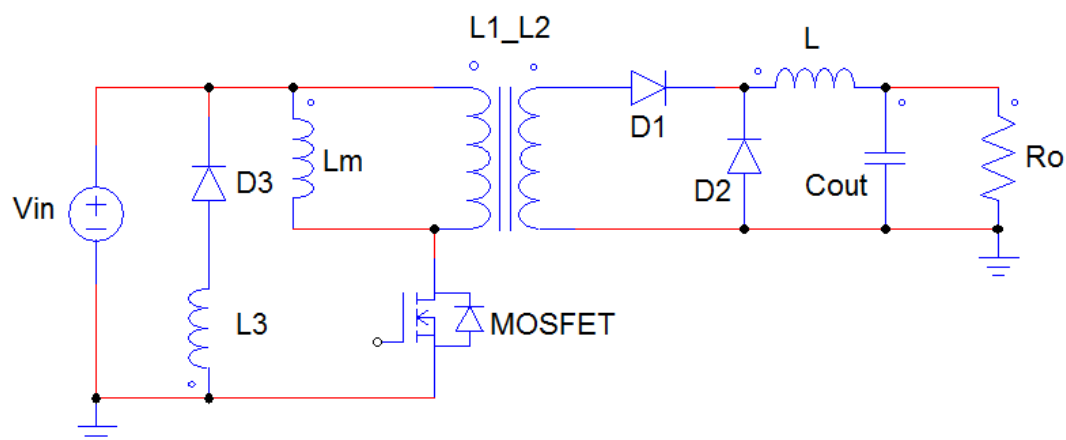


Figura 42. Esquema eléctrico del modelo conmutado del convertidor

A continuación en la figura 43 se muestra el resultado previo.

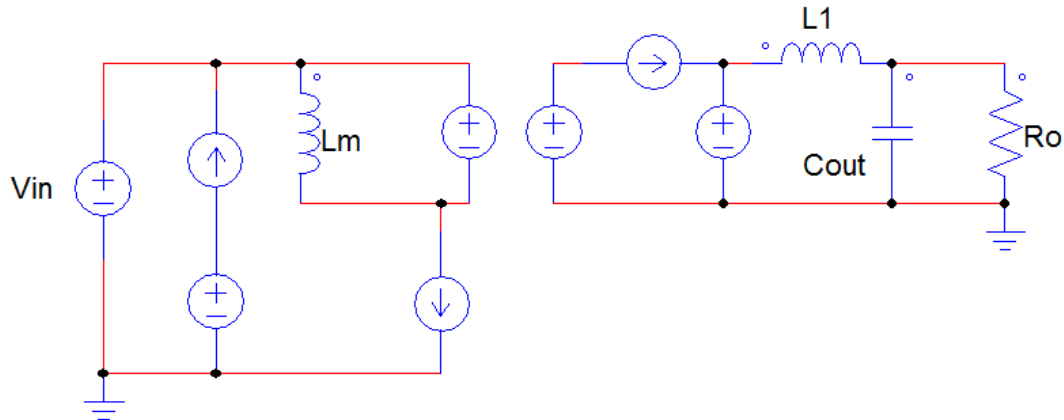


Figura 43. Esquema eléctrico equivalente del modelo promediado del convertidor

Mediante una serie de simplificaciones el sistema quedaría reducido tal y como se muestra en la figura 44.

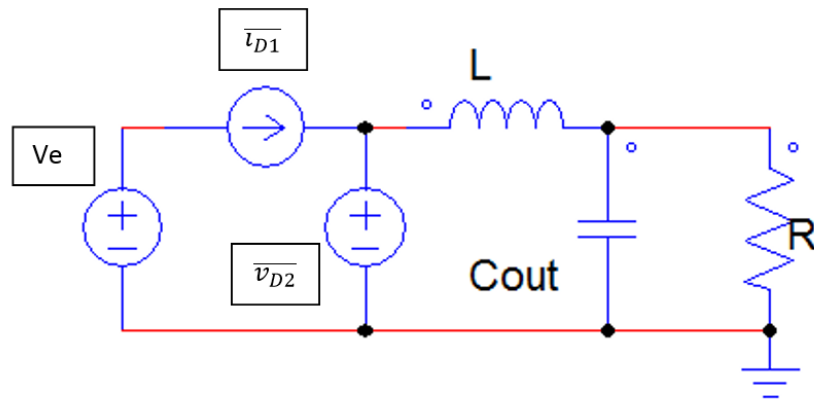


Figura 44. Esquema eléctrico equivalente del modelo promediado simplificado del convertidor

Como se puede observar, la simplificación elimina la zona del transformador dejando una fuente de tensión equivalente a su comportamiento, el diodo 1 se ha sustituido por una fuente de corriente y el diodo 2 por una fuente de tensión. Se puede apreciar como el esquema es idéntico al de un convertidor reductor, dato que ya se justificó en anteriores capítulos. A continuación en la expresión (56) y la figura 45 se detallan los valores de las fuentes.

$$V_e = \frac{V_{in}}{M} \quad (56)$$

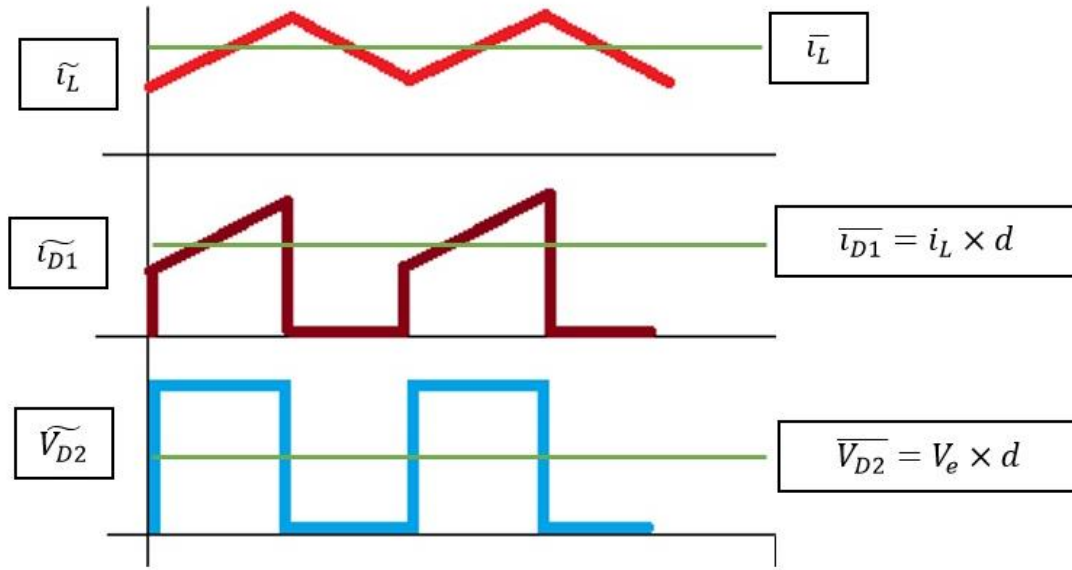


Figura 45. Formas de onda y valores medios

4.2.2. Linealización

Una vez identificados y definidos los elementos no lineales se debe proceder a linealizarlos y así obtener su modelo en pequeña. Para ello se debe definir en cada dispositivo una magnitud de punto de trabajo en régimen permanente y otra de perturbación en pequeña señal. Mediante una serie de derivadas parciales se consigue linealizar y obtener el modelo en pequeña señal del sistema. Las expresiones (57) y (58) muestran el resultado.

$$\widehat{i_{D1}} = \left. \frac{\delta i_{D1}}{\delta d} \right|_{i_L=I_L} \times \widehat{d} + \left. \frac{\delta i_{D1}}{\delta} \right|_{d=D} \times \widehat{i_L} = I_L \times \widehat{d} + D \times \widehat{i_L} \quad (57)$$

$$\widehat{v_{D2}} = \left. \frac{\delta v_{D2}}{\delta d} \right|_{v_e=V_E} \times \widehat{d} + \left. \frac{\delta v_{D2}}{\delta} \right|_{d=D} \times \widehat{v_e} = V_E \times \widehat{d} + D \times \widehat{v_e} \quad (58)$$

Con los resultados anteriores se obtiene el modelo lineal del sistema representado en la figura 46.

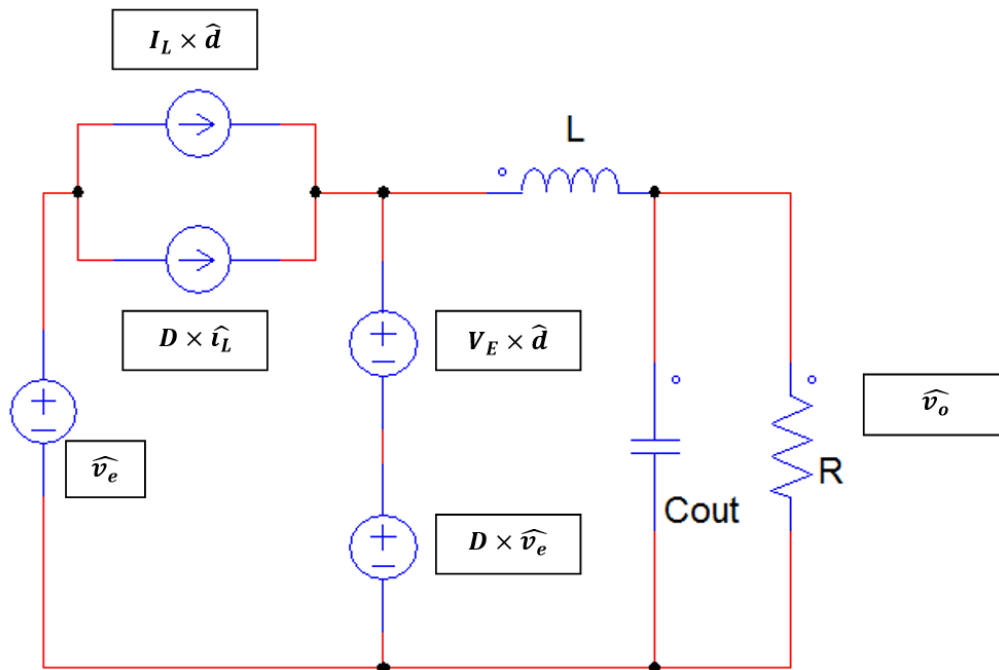


Figura 46. Modelo lineal del convertidor

4.2.3. Perturbación

Por último se va a perturbar el sistema, alterando las variables de ciclo de trabajo, de tensión de entrada y de corriente de carga. A continuación se recuerdan los valores de los componentes.

$$V_e = 311/8 = 38.9V$$

$$R = 10\Omega$$

$$L = 46\mu H$$

$$C = 10\mu F$$

$$FT \text{ filtro LC} = \frac{1}{1 + \frac{L}{R} \times s + L \times C \times s^2}$$

- **Función de transferencia de la tensión de salida respecto del ciclo de trabajo (G_{VD})**

En este caso se perturba el ciclo de trabajo, siendo la perturbación del resto de variables nula. La figura 47 muestra el circuito resultante.

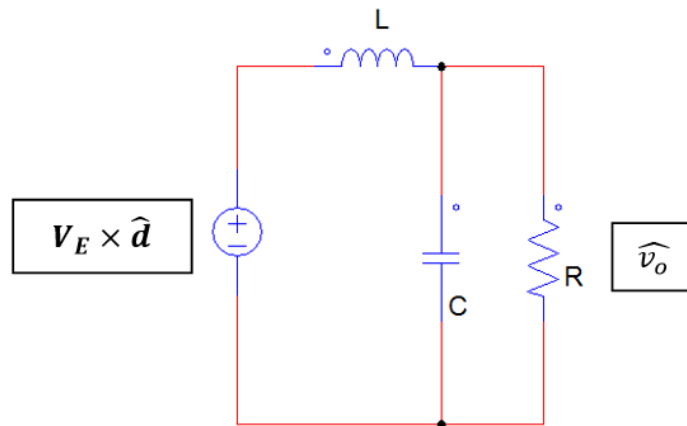


Figura 47. Modelo lineal con perturbación en el ciclo de trabajo

$$G_{VD} = \frac{\widehat{v_o}}{\widehat{d}} = V_E \frac{1}{1 + \frac{L}{R} \times s + L \times C \times s^2} \quad (59)$$

Polo en, $1 + \frac{L}{R} \times s + L \times C \times s^2 = 0$

Se obtienen un polo doble calculado mediante la expresión (60).

$$\text{Polo en } s = -5000 \pm 46356i \rightarrow f = \frac{\sqrt{(-5000)^2 + (46356)^2}}{2 \times \pi} = 7420\text{Hz} \quad (60)$$

A continuación mediante la expresión (61) se calcula la ganancia:

$$G = 20 \log(V_E) = 20 \log(38.9) = 31.7\text{db} \quad (61)$$

- **Audiosusceptibilidad - Función de transferencia de la tensión de salida respecto de la tensión de entrada (G_{VE})**

En este caso se perturba la tensión de entrada, siendo la perturbación del resto de variables nula.

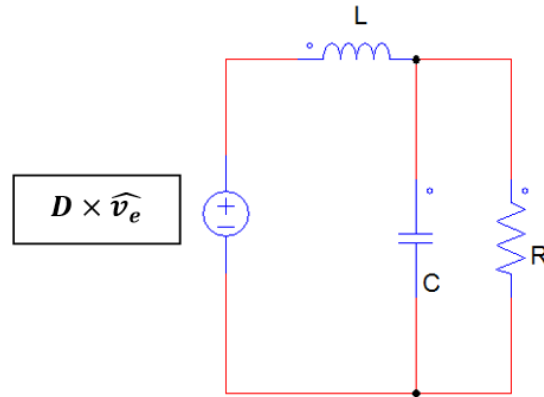


Figura 48. Modelo lineal con perturbación en el la tensión de entrada

$$G_{Ve} = \frac{\widehat{v_o}}{\widehat{v_e}} = D \frac{1}{1 + \frac{L}{R} \times s + L \times C \times s^2} \quad (62)$$

Polo en, $1 + \frac{L}{R} \times s + L \times C \times s^2 = 0$

Se obtienen un polo doble calculado mediante la expresión (63).

$$\text{Polo en } s = -5000 \pm 46356i \rightarrow f = \frac{\sqrt{(-5000)^2 + (46356)^2}}{2 \times \pi} = 7420\text{Hz} \quad (63)$$

A continuación mediante la expresión (64) se calcula la ganancia:

$$G = 20 \log(D) = 20 \log(0.39) = -8.2\text{db} \quad (64)$$

- Impedancia de salida - Función de transferencia de la tensión de salida respecto de la corriente de salida (G_{Z_o})

$$G_{io}(s) = \frac{\widehat{V_o}}{\widehat{I_o}} = L \frac{s + R}{1 + \frac{L}{R} \times s + L \times C \times s^2} \quad (65)$$

Polo en, $1 + \frac{L}{R} \times s + L \times C \times s^2 = 0$

Cero en, $s + R = 0$

Se obtienen un polo doble calculado mediante la expresión (66).

$$\text{Polo en } s = -5000 \pm 46356i \rightarrow f = \frac{\sqrt{(-5000)^2 + (46356)^2}}{2 \times \pi} = 7420\text{Hz} \quad (66)$$

Se obtiene un cero calculado mediante la expresión (67)

$$\text{Cero en } s = 10 \rightarrow f = 1.59\text{Hz} \quad (67)$$

A continuación mediante la expresión (64) se calcula la ganancia:

$$G = 20 \log(L) = 20 \log(46\mu) = -86.7\text{db} \quad (68)$$

4.3. Simulación de la planta mediante PSIM

A modo de comparativa y comprobación se ha simulado la planta del convertidor mediante el programa PSIM analizando su función de transferencia tanto en fase como en ganancia. Para ello se introduce una fuente de tensión sinusoidal en la variable a perturbar y el programa realiza un barrido en frecuencia sobre dicha fuente a la vez que analiza la variable deseada.

- **Función de transferencia de la tensión de salida respecto del ciclo de trabajo (G_{VD})**

Polo doble en 7.4Khz con una ganancia de 31.7 db

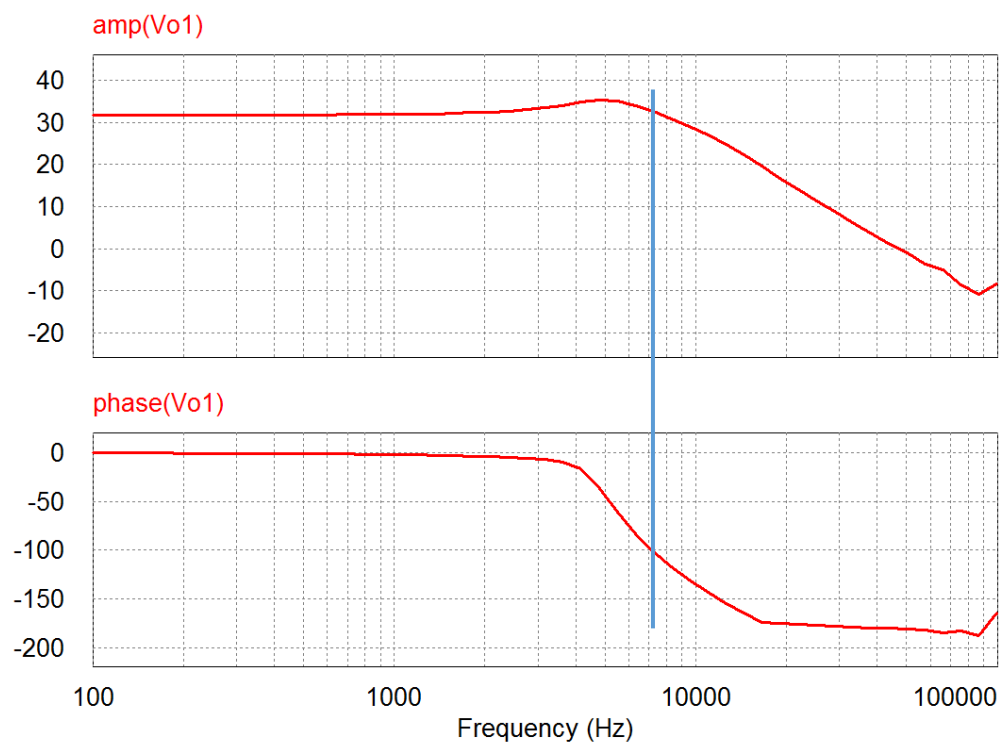


Figura 49. Diagrama de Bode de G_{VD}

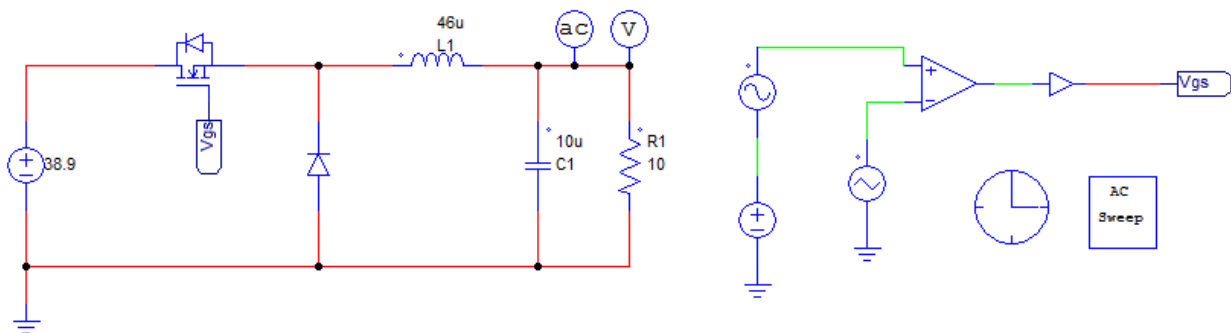


Figura 50. Esquema eléctrico orientado a simulación para G_{VD}

- Audiosusceptibilidad - Función de transferencia de la tensión de salida respecto de la tensión de entrada (G_{VE})

Polo doble en 7.4Khz con una ganancia de -8.2 db

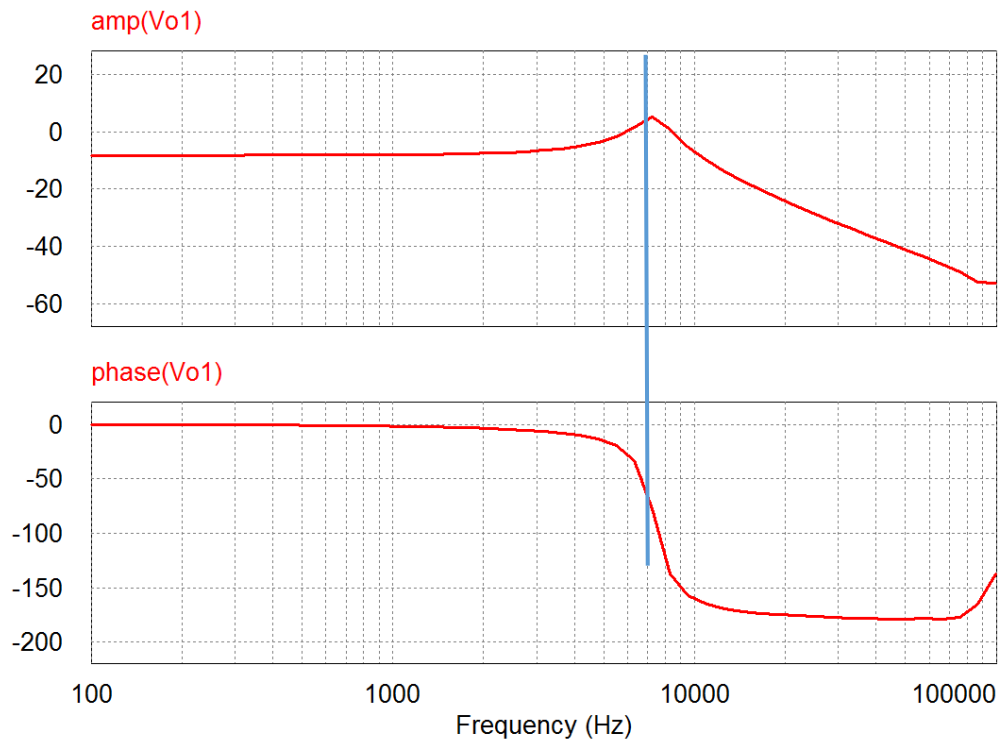


Figura 51. Diagrama de Bode de G_{VE}

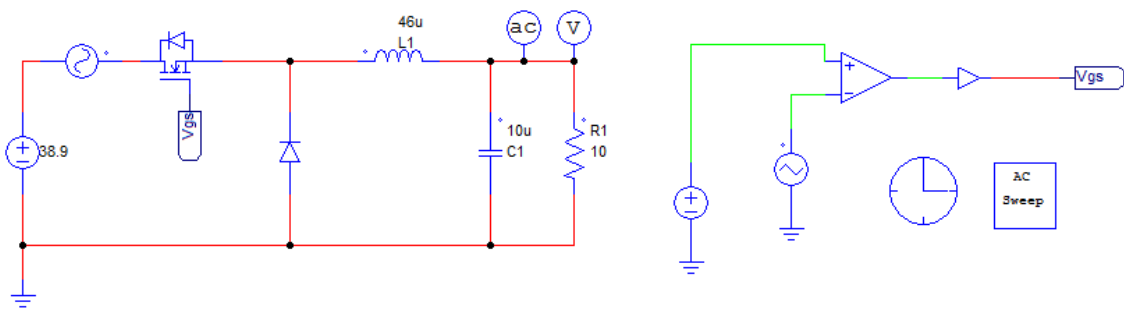


Figura 52. Esquema eléctrico orientado a simulación para G_{VE}

- Impedancia de salida - Función de transferencia de la tensión de salida respecto de la corriente de salida (G_{io})

Polo doble en 7.4Khz

Cero en 1.56Hz

Ganancia de -86.7 db

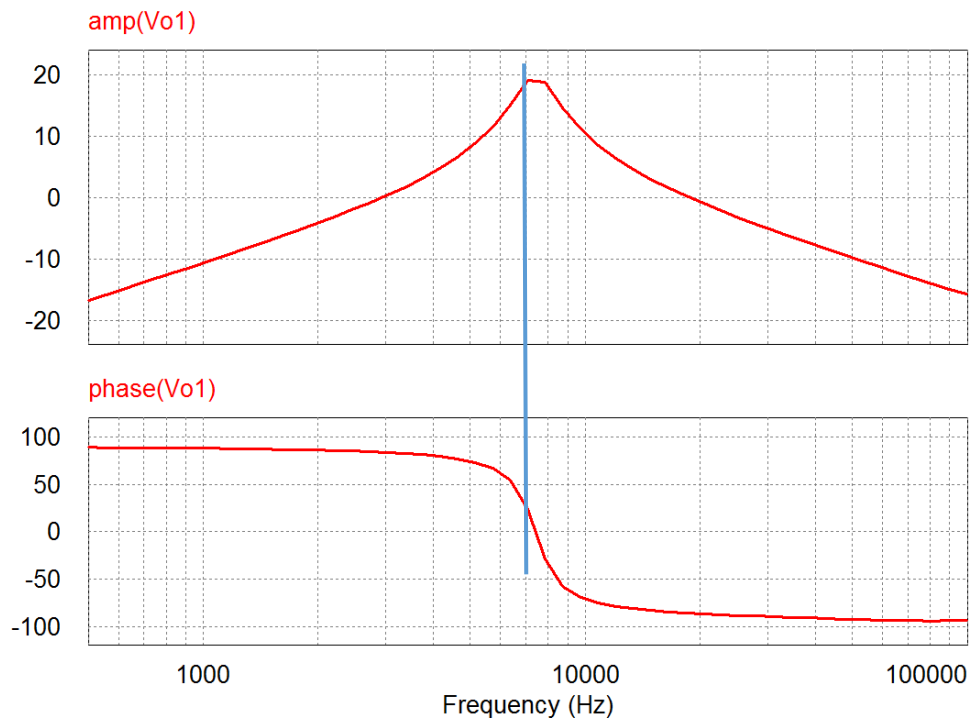


Figura 53. Diagrama de Bode de G_{io}

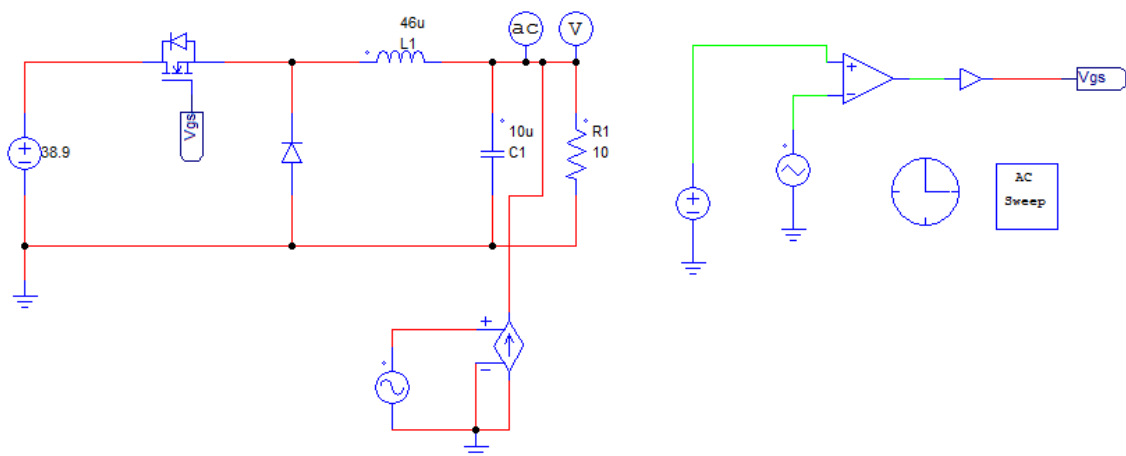


Figura 54. Esquema eléctrico orientado a simulación para G_{io}

4.4. Aspectos generales de diseño para el regulador

Una vez estudiado cómo se comporta la etapa de potencia ante perturbaciones, se debe proceder a diseñar un regulador que corrija los posibles efectos indeseados ante perturbaciones. Para ello se debe implementar un control al sistema el cual garantice una estabilidad para todos los puntos de trabajo y una respuesta dinámica adecuada.

Para llevar a cabo esto se debe seleccionar en primer lugar el tipo de control a implementar. Existen varias técnicas tanto de control como de modulación recogidas en la figura 55.

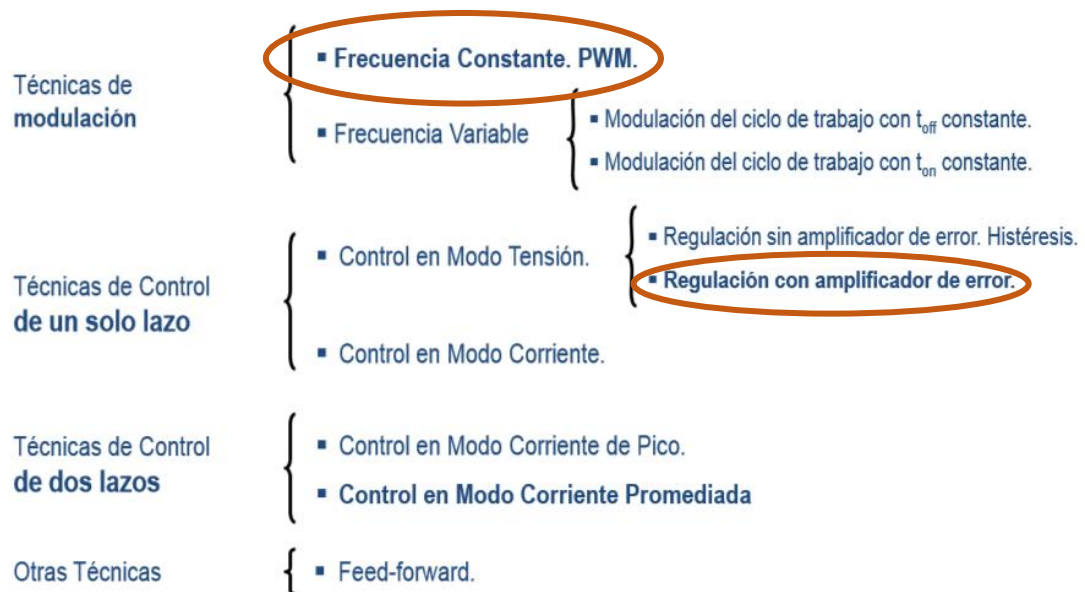


Figura 55. Esquema de los distintos tipos de modulación y control

En este caso se ha escogido una técnica de modulación a frecuencia constante y un control de un solo lazo en modo tensión con regulación de amplificador de error.

Se ha escogido este tipo de control por su facilidad de implementación pero como desventajas cabe destacar que su respuesta es lenta ante variaciones bruscas de la entrada, lo que lleva implícito una audiosusceptibilidad pobre. Para compensar esto se prevé que la etapa rectificadora sea lo más estable posible alterando lo mínimo la tensión de entrada. Por último, otra característica importante es que la ganancia de lazo debe ser alta para alcanzar las especificaciones deseadas.

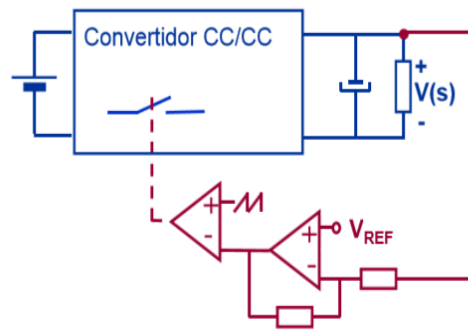


Figura 56. Representación de la realimentación

Existen varios tipos de reguladores para distintas aplicaciones, la tabla 9 representa los más destacados

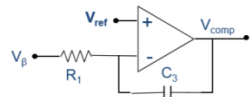
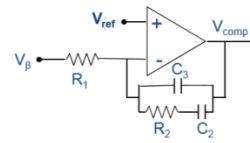
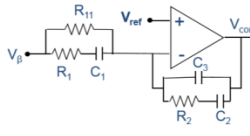
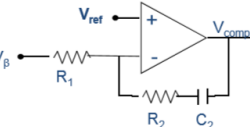
Reguladores	Aplicación	Características	Esquema
Tipo1-integrador	Sistemas de muy primer orden	Un único polo en el origen	
Tipo 2	Sistemas de primer orden	Un polo en el origen, un polo y un cero	
Tipo 3	Sistemas de segundo orden	Un polo en el origen, dos polos y dos ceros	
PI	Sistemas de primer orden	Para sistemas sin necesidad de incluir polos que amortigüen el rizado de f_{sw}	

Tabla 9. Comparativa de los distintos tipos de reguladores

Para este proyecto se ha escogido un regulador Tipo 3 debido a que permite obtener una respuesta dinámica más rápida.

En la figura 57 se puede observar el efecto que tendría el regulador sobre el sistema de segundo orden. En azul se muestra la ganancia del regulador, en morado la de la planta y en rojo la fase de la planta. La imagen de la derecha muestra el resultado de la ganancia que debería tener el sistema completo una vez implementado el regulador.

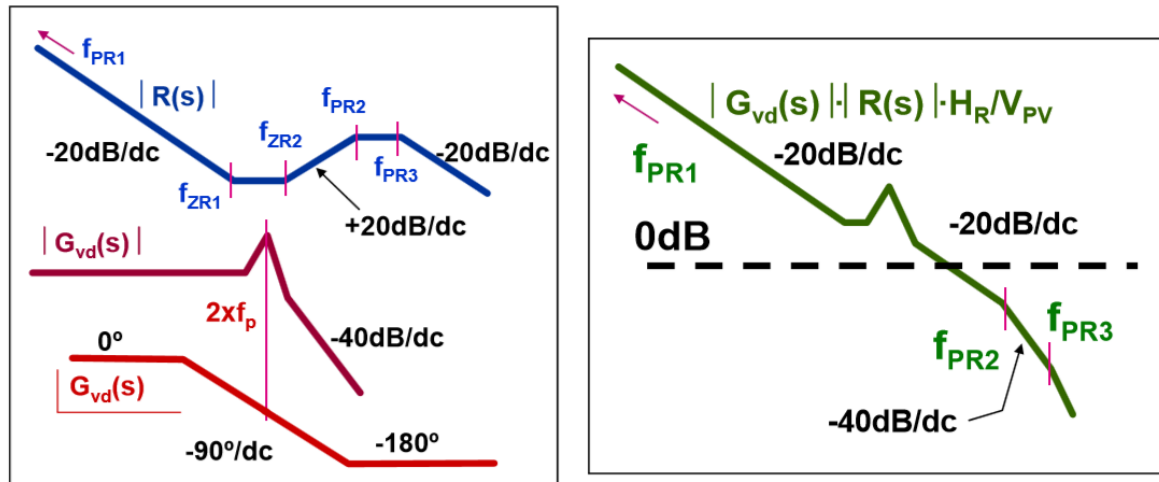


Figura 57. Diagrama de Bode de la planta, el regulador (izquierda) y el conjunto de ambos (derecha)

El regulador debe tener los siguientes efectos sobre la planta:

- Alta ganancia a baja frecuencia para reducir el error en régimen permanente.
- Baja ganancia a partir de la frecuencia de conmutación para reducir el rizado a la frecuencia de conmutación.
- Implementación de un cero para sumar fase y cumplir el margen de fase especificado evitando así la inestabilidad.

Para comprender como va a funcionar el sistema completo se debe crear un diagrama de bloques. En figura 58 se muestra el resultado del sistema completo en bucle cerrado

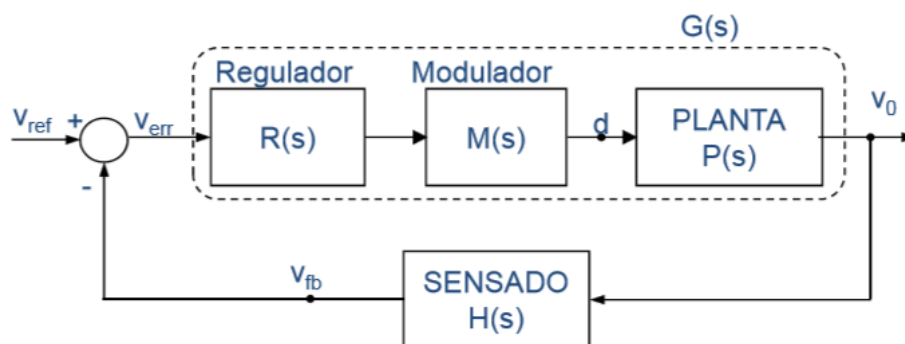


Figura 58. Sistema completo en bucle cerrado

$$FT(\text{Bucle cerrado}) = M(s) = \frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \times H(s)} \quad (69)$$

Para poder llevar a cabo el diseño del sistema en bucle cerrado, previamente se debe estudiar su comportamiento en bucle abierto representado en la figura 59.

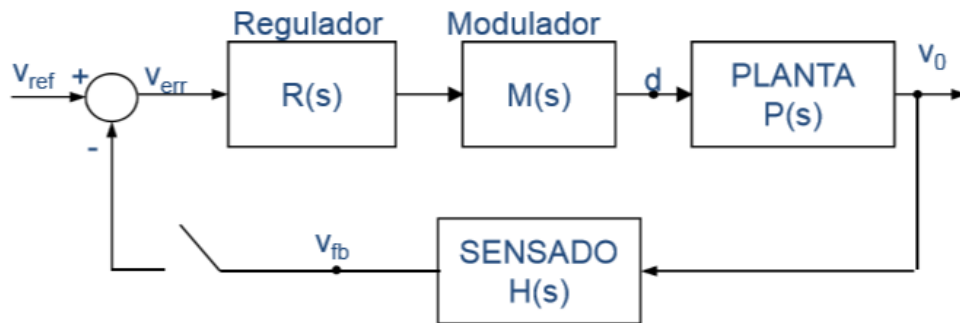


Figura 59. Sistema completo en bucle abierto

$$FT \text{ (Bucle abierto)} = T(s) = \frac{V_{FB}(s)}{V_{err}(s)} = R(s) \times M(s) \times P(s) \times H(s) \quad (70)$$

A continuación se deben seleccionar los valores de frecuencia de cruce y margen de fase.

Frecuencia de cruce:

- Debe ser suficientemente alta para una buena regulación dinámica
 - Debe ser suficientemente baja para reducir el rizado de conmutación
- La condición general para establecerla es (71).

$$f_c = \left(\frac{1}{5} \text{ o } \frac{1}{10} \right) \times f_{sw} \quad (71)$$

Margen de fase:

- Debe ser suficientemente alto para proporcionar una respuesta amortiguada y seguridad frente a desfases adicionales en el convertidor
 - Debe ser suficientemente baja para proporcionar buena regulación dinámica
- Para establecerlo, hay que basarse en la igualdad (72).

$$30^\circ < MF < 90^\circ \quad (72)$$

A continuación se debe conocer la función de transferencia de todo el lazo a excepción del regulador para posteriormente diseñar $R(s)$ para que $T(s)$ cumpla los requisitos de estabilidad, ancho de banda y ganancia.

$$TMR(s) = M(s) \times P(s) \times H(s) \quad (73)$$

4.5. Elementos del lazo

A continuación se van a analizar y desarrollar los componentes que forman el lazo de control tales como el sensado, el modulador y la tensión de referencia variable. Una vez analizados y caracterizados se procederá en el siguiente apartado con el diseño del regulador.

4.5.1. Sensado

El sensado permite medir la tensión a la salida del convertidor y ajustarla a un nivel adecuado para el regulador. Se debe emplear un optoacoplador con el fin de mantener el aislamiento entre etapas. A la hora de escoger un optoacoplador adecuado se debe tener en cuenta que la ganancia se mantenga constante y que no añada desfases. Para este proyecto se ha empleado como optoacoplador el modelo 4N37 del fabricante FAIRCHILD SEMICONDUCTOR el cual está compuesto por un diodo emisor y un fototransistor. (Figura 60)

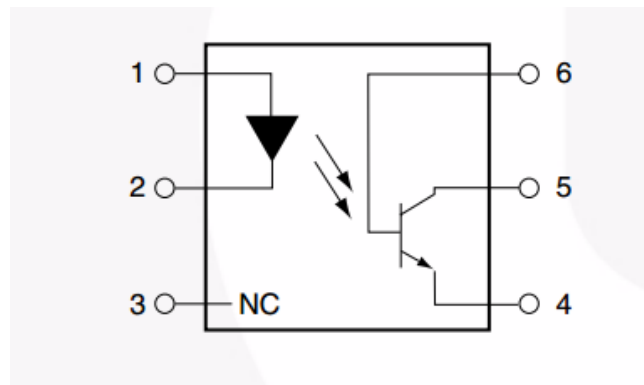


Figura 60. Encapsulado del optoacoplador 4N37

A continuación, la figura 61 muestra un esquema de su implementación:

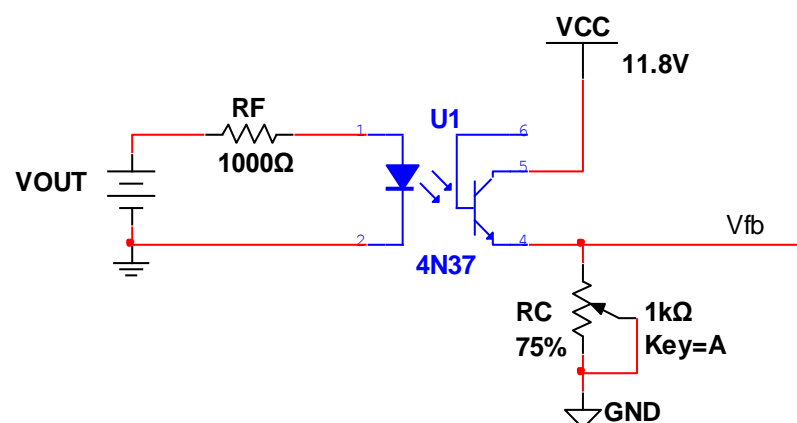


Figura 61. Esquema eléctrico de la implementación del sensado

Mediante la resistencia en serie con el diodo se fija la corriente y mediante el potenciómetro en serie con el fototransistor se ajusta la ganancia del optoacoplador. Es importante tener en cuenta que la ganancia debe mantenerse constante en todo el rango de V_{out} .

De manera experimental se observó que con una corriente en el diodo en torno a 10mA la ganancia se mantenía constante.

La tabla 10 muestra los valores obtenidos de manera experimental.

Vin(V)	Iin opto (mA)	Vout (mV)	Iout (mA)	CTR	Ganancia	Vcc(V)	RF(Ω)	Rc(Ω)
10	8,92	1691	10,57	118,5	0,169	11,81	1000	160
10,5	9,41	1793	11,21	119,1	0,171			
11	9,93	1898	11,86	119,5	0,173			
11,5	10,43	1999	12,49	119,8	0,174			
12	10,93	2102	13,14	120,2	0,175			
12,5	11,43	2203	13,77	120,5	0,176	CTR MEDIO	Ganancia media	Ganancia (db)
13	11,94	2305	14,41	120,7	0,177	120,10	0,175	-15,12
13,5	12,43	2404	15,03	120,9	0,178	Variacion CTR	Variacion Ganancia	Variacion Ganancia(db)
14	12,95	2504	15,65	120,8	0,179	2,1	0,011	0,52
14,5	13,45	2597	16,23	120,7	0,179			
15	13,96	2694	16,84	120,6	0,180			

Tabla 10. Valores experimentales de la etapa de sensado (1)

Por último, se debe medir la función de transferencia del optoacoplador a distintas frecuencias para observar si afectaría a la respuesta dinámica del sistema con la consecuencia de alterar el margen de estabilidad del regulador. Para llevarlo a cabo, de manera experimental se ha inyectado una señal sinusoidal a la entrada y se ha comparado con la señal salida, observando el nivel de amplitud y de desfase. A continuación a través de la tabla 64 se representan los resultados experimentales.

FRECUENCIA(Hz)	Vrms IN(V)	Vrms OUT (V)	FASE (deg)	Ganancia	Ganancia (db)
5	88,8	18,6	0	0,21	-13,6
50	101	20,8	0	0,21	-13,7
250	102	20,9	0	0,20	-13,8
500	101,5	20,8	0	0,20	-13,8
1000	101,6	20,8	0	0,20	-13,8
2000	101,7	20,7	0	0,20	-13,8
5000	101,5	20,4	0	0,20	-13,9
7000	101,4	20,1	0	0,20	-14,1
10000	101,2	19,7	-3,6	0,19	-14,2
15000	100,7	18,9	-5,4	0,19	-14,5
20000	100	17,9	-7,2	0,18	-14,9
30000	98,9	15	-8	0,15	-16,4
40000	96,4	11,4	-11,5	0,12	-18,5
50000	93,3	7,9	-14	0,08	-21,4
75000	81	2,8	-16	0,03	-29,2
100000	63,8	2,7	-28,8	0,04	-27,5
150000	23,4	2,6	-38	0,11	-19,1
200000	3,5	2,6	-50	0,74	-2,6

Tabla 11. Valores experimentales de la etapa de sensado II (2)

Se puede observar cómo a la frecuencia de cruce hay un desfase de 7 grados el cual es pequeño pero se tendrá en cuenta a la hora de diseñar el regulador. Es importante recalcar que estos resultados son poco fiables pero dan una idea aproximada de cómo se va a comportar. Se puede observar cómo el resultado a 200kHz no se corresponde con el esperado.

En la figura 62 se representa el diagrama de Bode del comportamiento del optoacoplador obtenido a partir de las medidas anteriores. Donde la curva de color rojo representa la fase y la curva en azul la ganancia.

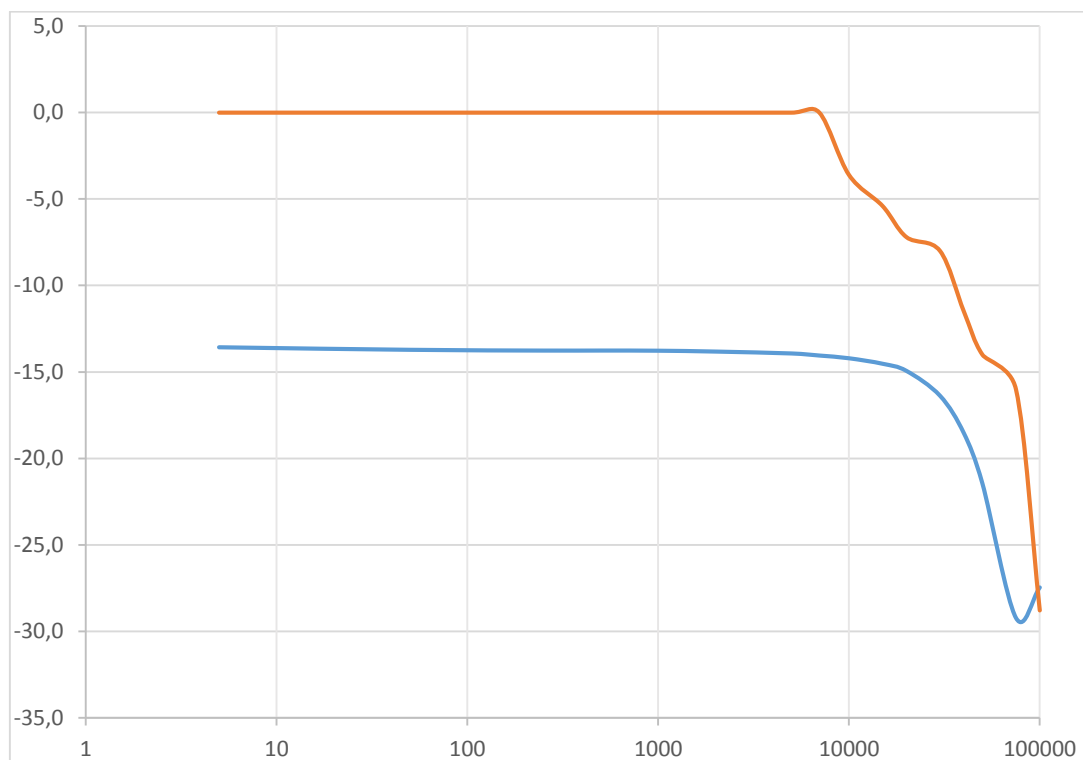


Figura 62. Diagrama de Bode del Sensado

4.5.2. Modulador

El objetivo del modulador es obtener a su salida la señal del ciclo de trabajo comparando una señal triangular a la frecuencia de conmutación con una señal de error.

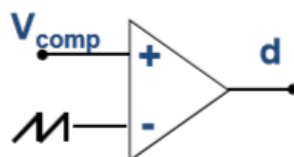


Figura 63. Circuito básico del modulador

Por el terminal positivo se introduce la señal de control la cual varía en función del regulador mientras que por el terminal negativo se introduce la señal triangular.

La señal moduladora V_{comp} (tensión de salida del regulador) se compara con la señal portadora (triangular) dando lugar a una señal con frecuencia constante y ancho de pulso variable.

En figura 64 muestra gráficamente cómo actúa el modulador:

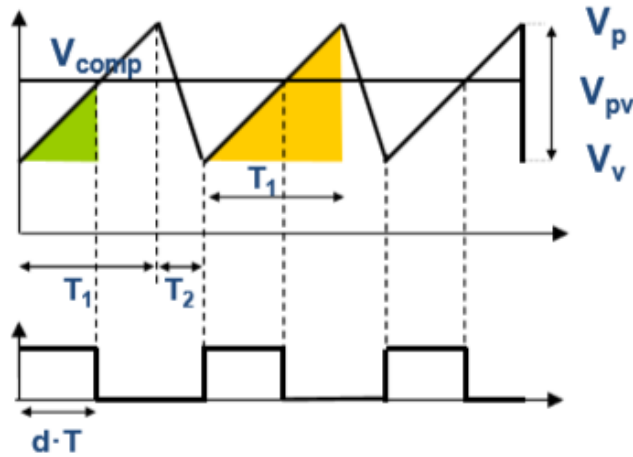


Figura 64. Representación gráfica del funcionamiento del modulador

La función de transferencia viene definida por la expresión (74).

$$d = \frac{T_1}{T} \times \frac{V_{comp} - V_v}{V_{pv}} \quad (74)$$

Para diseñar el regulador se debe obtener la función de transferencia en pequeña señal del modulador la cual se define mediante la expresión (75).

$$\hat{d} = \frac{T_1}{T} \times \frac{1}{V_{pv}} \times \widehat{v_{comp}} \quad (75)$$

Para esta aplicación es importante limitar el ciclo de trabajo, lo cual se consigue variando la forma de la señal triangular. Para esta aplicación se ha limitado a un valor máximo del 47% para así asegurar la desmagnetización del transformador.

$$D_{max} = \frac{T_1}{T} \rightarrow T_1 = D_{max} \times T = 0.47 \times 5\mu s = 2.35\mu s \quad (76)$$

Para esta aplicación se ha empleado como controlador el UC3823N del fabricante TEXAS INSTRUMENTS. El cual incluye modulador, amplificador de error y tensión de referencia fija, lo cual facilita el ajuste y diseño de las etapas de control. Mediante los terminales R_T (pin 5) y C_T (pin 6) se puede definir la frecuencia de conmutación y la limitación del ciclo de trabajo.

4.5.3. Tensión de referencia variable

El regulador se comporta como un restador empleando en su ecuación la señal del sensado y la tensión de referencia. El resultado da lugar a un error el cual ajustará el ciclo de trabajo del convertidor obteniendo así la tensión de salida deseada. Por lo tanto a través de la tensión de referencia se ajusta la tensión de salida del convertidor que en este caso debe ser variable entre 10 y 15 voltios. Puesto que la ganancia del optoacoplador implica un rango de señal en torno a los 2 V, la tensión de referencia debe encontrarse en ese rango. La tabla 10 muestra los valores extremos del sensado. Para conseguir variar la tensión de referencia y tener fácil acceso se ella, se ha implementado un divisor resistivo con un potenciómetro. Mediante dos resistencias fijas se limitan los valores superior e inferior de la tensión de referencia.

La figura 65 muestra el esquema de su implementación.

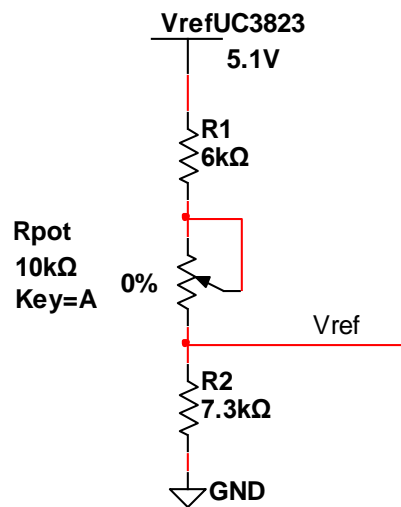


Figura 65. Esquema eléctrico de la implementación de V_{ref}

El controlador UC3823N tiene un terminal dedicado a la tensión de referencia la cual tiene la característica de mantenerse fija a 5.1V (pin 16). Se ha empleado esta tensión de referencia para el divisor resistivo. A continuación mediante las expresiones (77) y (78) se definen las características del divisor de tensión variable.

$$V_{ref_{min}} = V_{ref_{UC3823}} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{pot}} \quad (77)$$

$$V_{ref_{max}} = V_{ref_{UC3823}} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (78)$$

Donde los valores iniciales son:

$$V_{ref_{UC3823}} = 5.1V$$

$$V_{ref_{min}} \cong 1.6V$$

$$V_{ref_{max}} \cong 2.8V$$

$$R_{Pot} = 0\Omega - 10K\Omega$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones se obtiene:

$$R_1 \cong 6k\Omega$$

$$R_2 \cong 7.3k\Omega$$

4.6. Diseño del regulador de 3ºorden

Una vez comprendidos y analizados todos los aspectos del lazo se procede a calcular los valores del regulador con un método de diseño denominado el método del factor K, cuyas ecuaciones se muestran a continuación.

$$K = \tan \left[\frac{1}{4} \times \left(\frac{\pi}{2} + MF - \angle TMR(fc) \right) \right] \quad (79)$$

$$C_1 = \frac{1}{2 \times \pi \times f_c \times R_1 \times K} \quad (80)$$

$$C_2 = (C_2 + C_3) - C_3 \quad (81)$$

$$C_3 = \frac{(C_2 + C_3)}{K^2} \quad (82)$$

$$(C_2 + C_3) = \frac{|TMR(fc)|}{2 \times \pi \times f_c \times R_{11}} \times K^2 \quad (83)$$

$$R_1 = \frac{R_{11}}{K^2 - 1} \quad (84)$$

$$R_2 = \frac{K}{2 \times \pi \times f_c \times C_2} \quad (85)$$

$$f_i = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{11} \times (C_2 + C_3)} \quad (86)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \times \pi \times R_2 \times C_2} \quad (87)$$

$$f_p = \frac{1}{2 \times \pi \times R_2 \times \frac{C_2 \times C_3}{(C_2 + C_3)}} \quad (88)$$

$$f_{Z1} = f_{Z2} = \frac{1}{K} \times f_c \quad (89)$$

$$f_{P1} = f_{P2} = K \times f_c \quad (90)$$

Los valores de partida son

$$f_c = \frac{1}{10} \times 200Khz = 20Khz$$

$$MF = 60^\circ$$

$$R_{11} = 10K\Omega$$

$$\text{Ganancia de la planta a } f_c = 15.4db$$

$$\text{Fase de la planta } (G_{vd}) = -170^\circ$$

$$\text{Ganancia del modulador a } f_c = 0dB$$

$$\text{Ganancia del sensado a } f_c = 0.175 = -15.1db$$

$$|TMR(f_c)| = 15.8 - 15.1 = 0.7dB$$

Resolviendo las ecuaciones se obtienen los siguientes resultados:

$$K = \tan \left[\frac{1}{4} \times (90 + 60 + 175) \right] = 6.5 \quad (91)$$

$$f_{Z1} = f_{Z2} = \frac{1}{6.5} \times 20k = 3076Hz \quad (92)$$

$$f_{P1} = f_{P2} = 6.5 \times 20k = 130Khz \quad (93)$$

$$R_1 = \frac{10k}{6.5^2 - 1} = 242\Omega \quad (94)$$

$$C_1 = \frac{1}{2 \times \pi \times 20k \times 242 \times 6.5} = 5nF \quad (95)$$

$$(C_2 + C_3) = \frac{0.3}{2 \times \pi \times 20k \times 10k} \times 6.5^2 = 10nF \quad (96)$$

$$C_3 = \frac{10n}{6.5^2} = 236pF \quad (97)$$

$$C_2 = 10nF - 236pF = 9.7nF \quad (98)$$

$$R_2 = \frac{6.5}{2 \times \pi \times 20k \times 9.7n} = 5332\Omega \quad (99)$$

$$f_i = \frac{1}{2 \times \pi \times 10k \times 10n} = 1591Hz \quad (100)$$

Por otra parte, este mismo diseño se ha abordado empleando una herramienta comercial específica llamada SmartCtrl. Esta herramienta está orientada a l diseño de lazos de control de convertidores de potencia y su objetivo es proponer el diseño de un regulador a partir de la función de transferencia de la planta y otros datos del convertidor (sensado y modulador).

A continuación, a modo de comparativa, se muestran los resultados de diseño de regulador mediante la herramienta SmartCtrl. La figura 66 representa la ganancia mientras que la figura 67 muestra la fase.

VERDE → FDT PLANTA

AZUL → FDT REGULADOR

ROSA → FDT BUCLE ABIERTO

MARRON → FDT BUCLE CERRADO

Ganancia

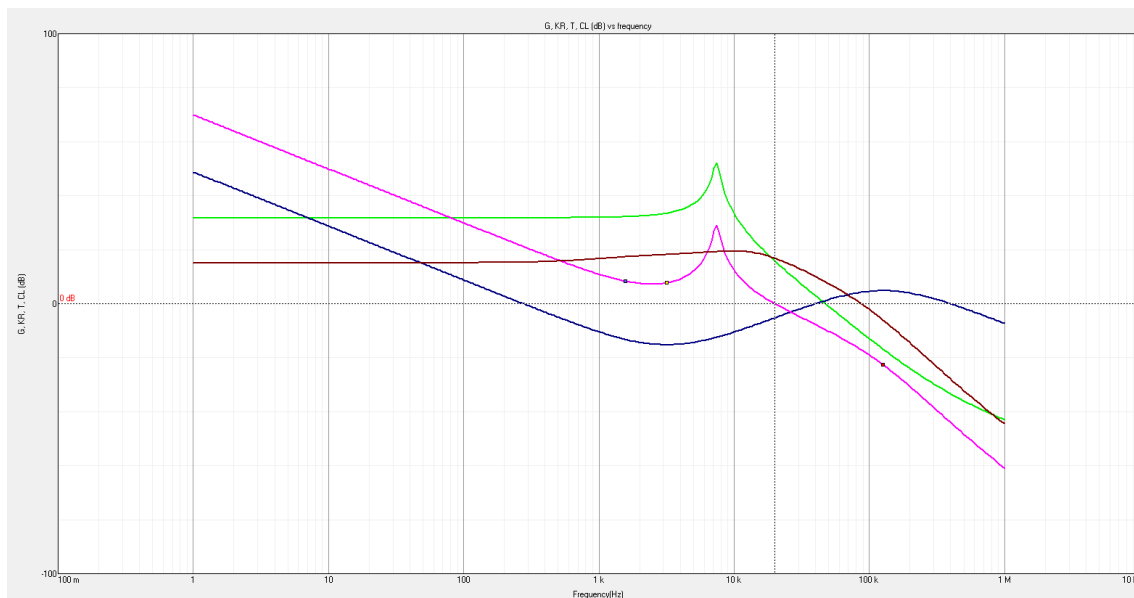


Figura 66. Representación gráfica de la ganancia obtenida con SmartCtrl

Fase

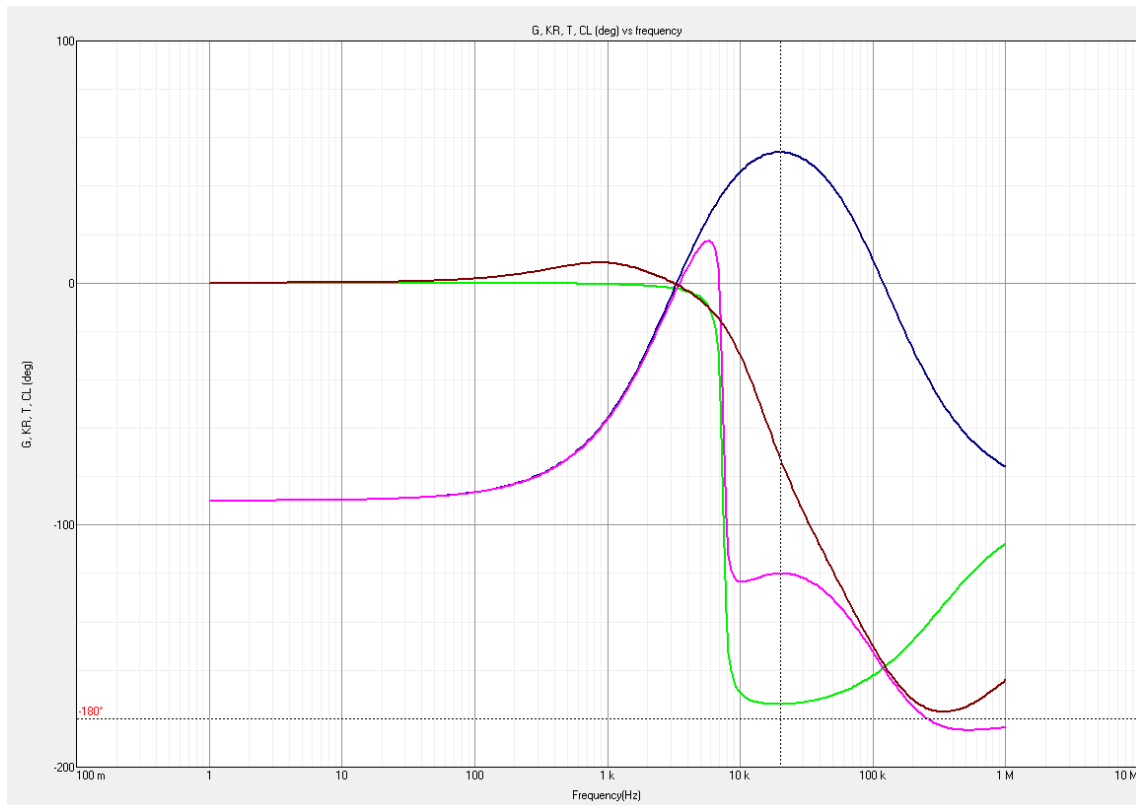


Figura 67. Representación gráfica de la fase obtenida con SmartCtrl

A continuación la figura 68 muestra los resultados analíticos obtenidos del diseño del regulador por la herramienta SmartCtrl.

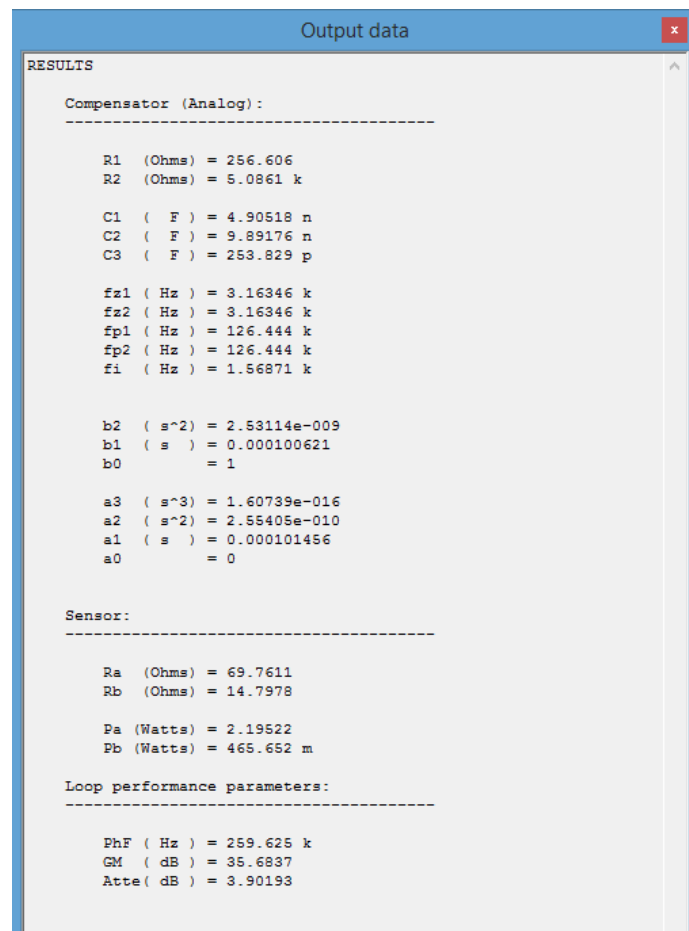


Figura 68. Resultados analíticos del regulador extraídos de SmartCtrl

Como puede observarse los resultados analíticos y los proporcionados por la herramienta coinciden por lo que se da por bueno el diseño del lazo de control.

5. Construcción del prototipo y resultados experimentales

5.1. Montaje del sistema

El convertidor se ha montado en una placa prefabricada a modo de prototipo sobre la cual se harán las medidas y ajustes necesarios. Se han añadido dos condensadores a la entrada y unos disipadores para el MOSFET y los diodos, extraídos de antiguas fuentes ATX. La figura 69 muestra el convertidor implementado en la placa prefabricada.

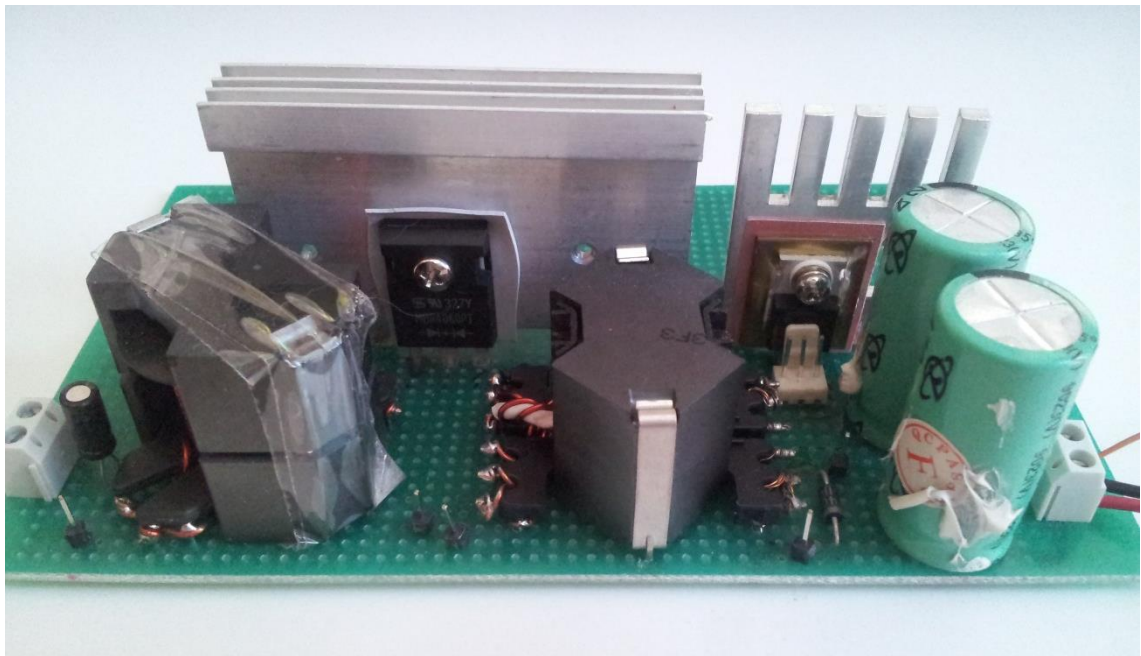


Figura 69. Etapa de potencia

El montaje del lazo de control se llevó a cabo previamente en una placa protoboard con el fin de ajustar, analizar y solucionar los errores que iban surgiendo. La figura 70 muestra el montaje previo.

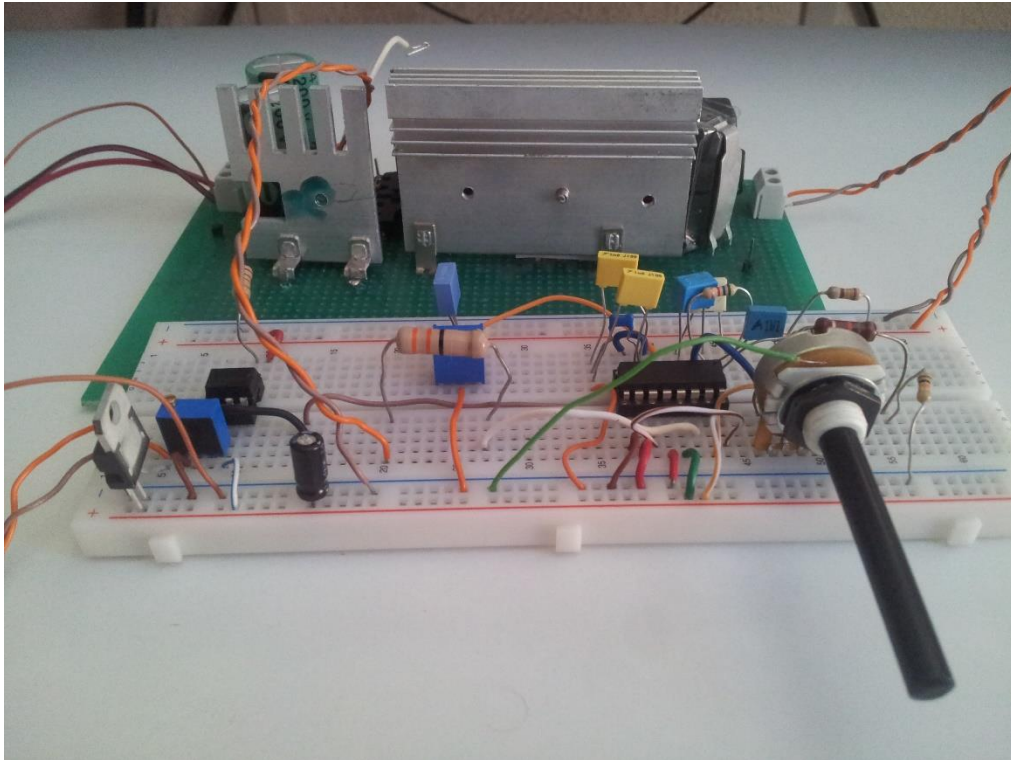


Figura 70. Lazo de control

Por último se ha montado el sistema completo en la placa prefabricada tal y como muestra en la figura 71.

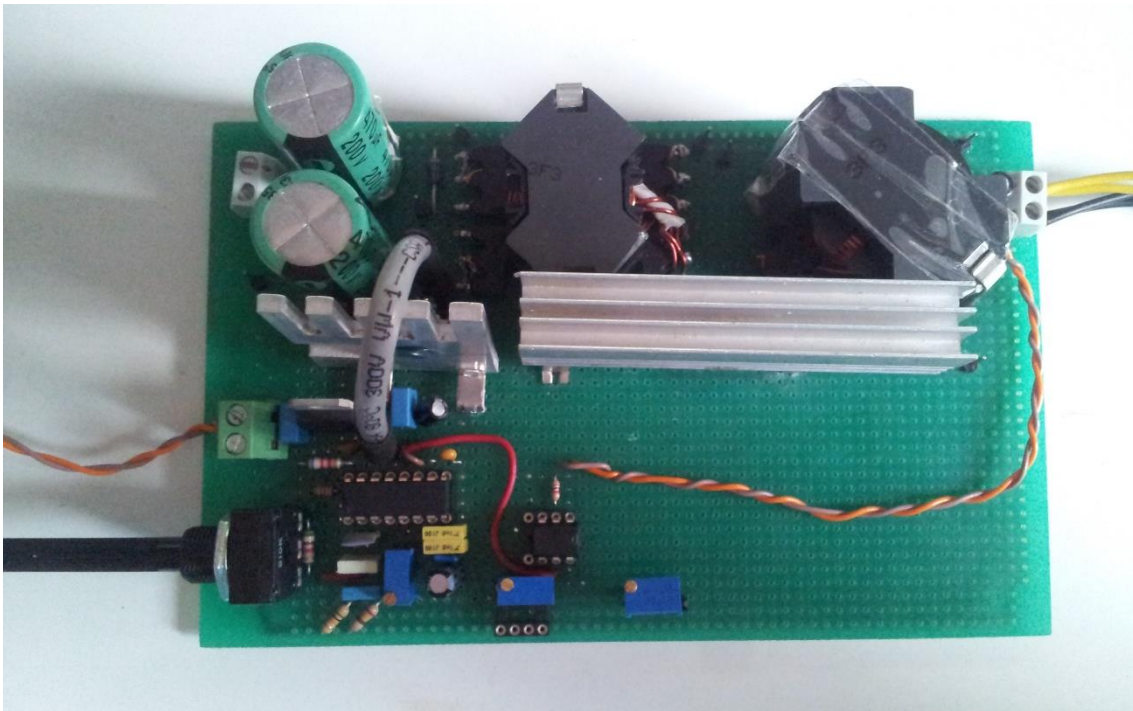


Figura 71. Sistema completo

5.2. Construcción de carga variable

Para llevar a cabo la comprobación del convertidor, se ha construido una carga variable a base de asociaciones de resistencias. Para ello se ha empleado como compartimento una antigua caja de fuente de alimentación ATX de ordenador, aprovechando el ventilador de esta para mejorar la disipación de calor. Las resistencias se han montado sobre un disipador de aluminio, realizando los agujeros oportunos para fijar las resistencias. Por último se ha puesto pasta térmica entre las resistencias y el disipador para mejorar la conductividad térmica.

Se han empleado 5 resistencias de 1Ω y 100W cada una y 2 resistencias de 10Ω y 10W. En el exterior de la caja se ha dispuesto una serie de conexiones de fácil manipulación para ajustar al valor de carga deseado. El rango de valores de carga oscila entre 1Ω y 25Ω . La figura 72 muestra varias imágenes de la carga.

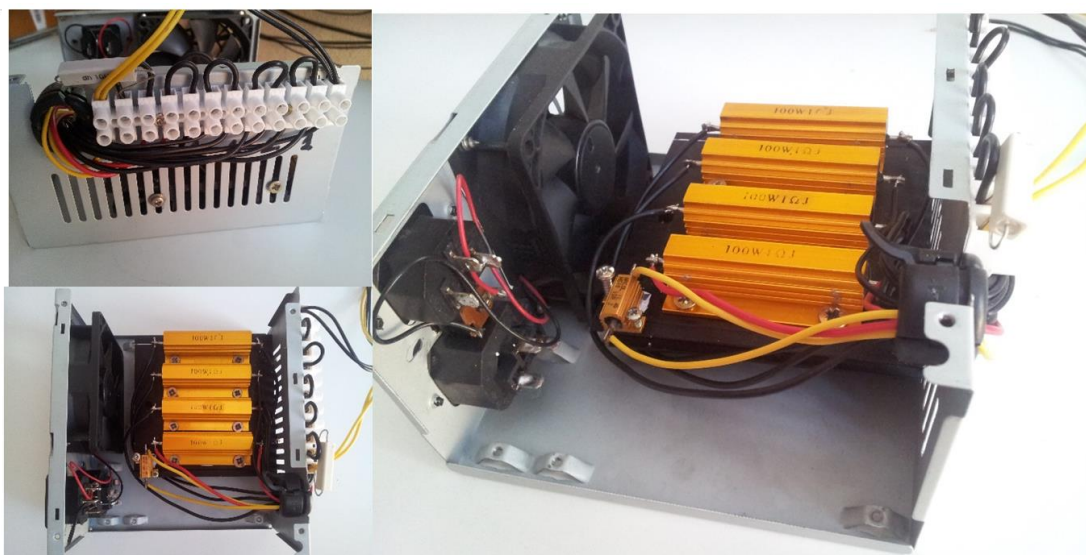


Figura 72. Carga variable

La tabla 12 muestra como varía entrega de potencia en función de la carga y la tensión. La carga variable creada es capaz de soportar todos los valores mostrados gracias a la asociación de resistencias.

Potencia (W) en función de la carga y de la tensión								
Ro(Ω)								
Vo(V)	1	2	4	8	10	15	20	25
10	100	50	25	13	10	7	5	4
11	121	61	30	15	12	8	6	5
12	144	72	36	18	14	10	7	6
13	169	85	42	21	17	11	8	7
14	196	98	49	25	20	13	10	8
15	225	113	56	28	23	15	11	9

Tabla 12. Relación de Potencia en función de la carga y la tensión de salida

Para alimentar el ventilador se ha aprovechado un transformador viejo que entrega 12V. La figura 73 muestra la carga completa.



Figura 73. Carga y alimentación de sistema de refrigeración

5.3. Resultados experimentales

Por restricciones de tiempo solo se han podido realizar medidas en bucle abierto, comprobando como las formas de onda se corresponden con las teóricas. El valor máximo de tensión de entrada alcanzado ha sido de 200 V el cual se ha visto limitado por problemas térmicos en el transformador en el cual se ha observado un intenso sobrecalentamiento. Con vistas a un futuro se prevé un rediseño óptimo del transformador. A continuación se muestran algunas imágenes de las formas de onda de tensión en distintos dispositivos.

Forma onda de tensión drenador-fuente en el transistor MOSFET (V_{DS})

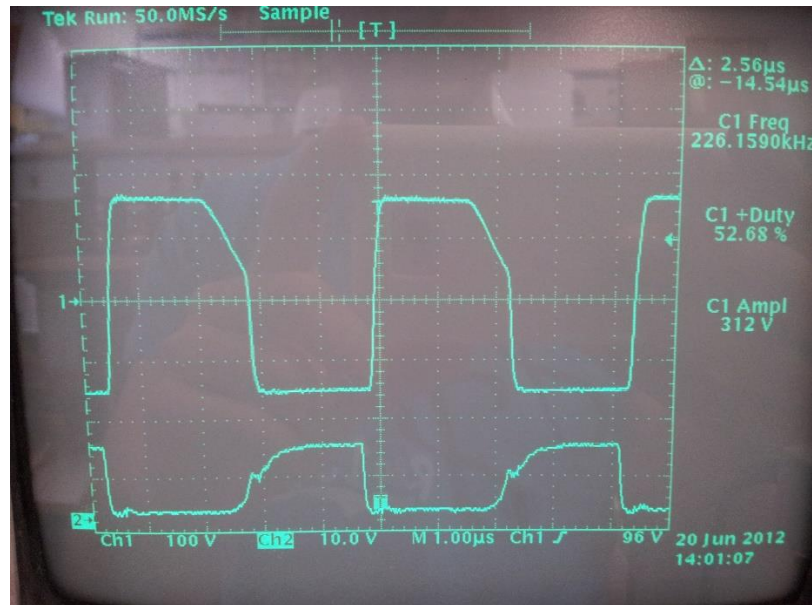


Figura 74. Forma de onda obtenida de la tensión V_{DS}

Forma de onda de la tensión en la bobina (V_L)

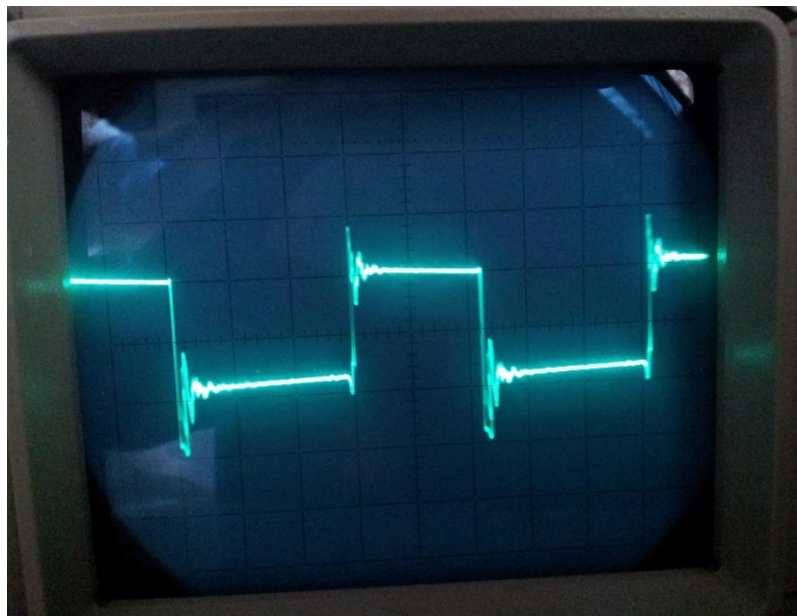


Figura 75. Forma de onda obtenida de la tensión en la bobina

Forma de onda de la tensión de salida (V_{OUT})

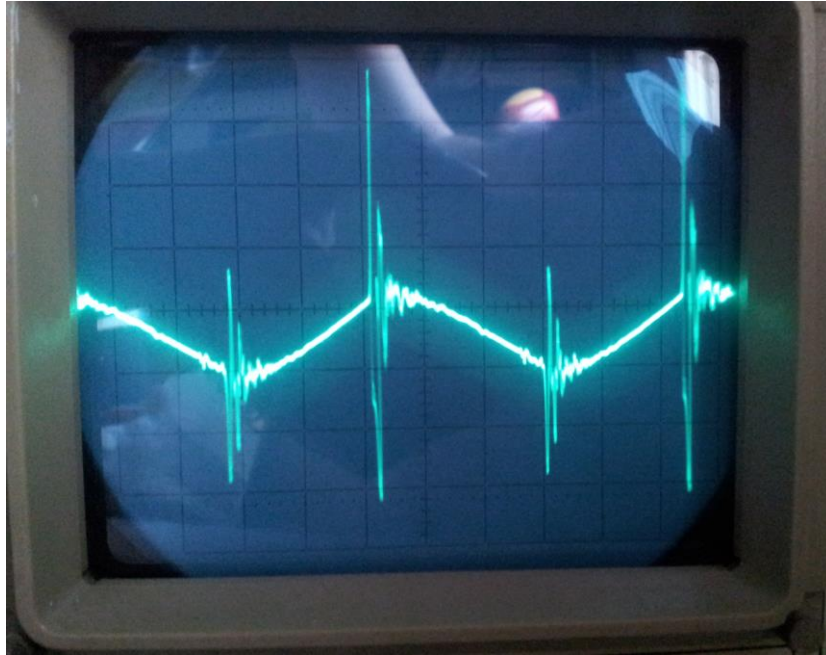


Figura 76. Forma de onda obtenida de la tensión en la carga

El sistema en bucle cerrado ha dado buenos resultados por debajo de los 100 V de entrada, produciéndose inestabilidades a partir de este punto. Dichas inestabilidades se asocian a un diseño del regulador insuficiente, a posibles problemas de interferencias por conmutación o a efectos parásitos pasados por alto.

6. Presupuesto

A continuación se van a desarrollar los costes del diseño y construcción del trabajo, divididos en:

- Coste del material
- Coste de desarrollo y documentación

6.1. Coste del material

A continuación en la tabla 13 se muestran los costes de cada componente

Se ha descartado licencias y herramientas de medida ya que son aportadas por la universidad.

Elemento	Características	Coste(€)	Número de unidades	Coste Total (€)
Controlador	Texas Instrument UC3823	3,89	2	7,78
Optoacoplador	4N37	0,32	2	0,64
Condensadores de entrada	200v 470µf	4,12	2	8,24
Transformador	Ferroxcube RM 12/I	7,45	1	7,45
Bobina	Ferroxcube RM 14/I	8,99	1	8,99
Condensador de salida	Jackon, 10 µf, low ESR	0,25	2	0,5
Diodos D1 y D2	Taiwan Semiconductor MBR4060PT	2,005	4	8,02
Diodo D3	VISHAY UF4006-E3/73	0,19	10	1,9
MOSFET	FAIRCHILD FQP4N90C	1,146	5	5,73
Resistencias carga	1Ω 100W/10 Ω 10W	5,87/1,35	5/2	32,05
Conectores	2 pines	0,3	3	0,9
Potenciómetro Vref	10kΩ Lineal	3,5	2	7
Regulador de tensión	7812CV	0,5	2	1
Resistencias lazo de control	Valores varios	0,05	10	0,5
Condensadores lazo de control	Valores varios	0,1	10	1
Total:				91,70€

Tabla 13. Costes de material

6.2. Costes de desarrollo

A continuación en la tabla 14 se muestra el coste del estudio, diseño y construcción del proyecto.

Actividad	€/hora	Horas	Coste (€)
Investigación	12	100	1.200
Diseño	20	120	2.400
Implementación	8	60	480
Pruebas	8	60	480
Elaboración de la Memoria	8	168	1.344
Total		508	5.904

Tabla 14. Costes de desarrollo

6.3. Presupuesto total del proyecto

En la tabla 15 se puede apreciar el coste total del proyecto.

Tipo de Coste	Coste (€)
Coste Material	91,70
Coste de Desarrollo	5.904
Total antes del I.V.A	5995,7
I.V.A (21%)	1.259,097
Total	7.254,797

Tabla 15. Coste Total

7. Conclusiones y trabajos futuros

A continuación se muestra una valoración general del trabajo seguido de una serie de mejoras y ampliaciones propuestas.

7.1. Conclusiones

Tal y como se comentó en el capítulo 1, este proyecto se ha realizado por la necesidad personal de disponer de una fuente de alimentación capaz de entregar un nivel de potencia admisible para alimentar amplificadores de car audio. En un principio no se implantaron límites de rendimiento, tamaño o temperatura, centrando el trabajo en diseñar la fuente de alimentación de la manera más sencilla posible con el fin de asentar bien los conocimientos generales estudiados a lo largo de la carrera. Como resultado de este trabajo se han obtenido las siguientes conclusiones:

- Se ha realizado un análisis de todas las topologías disponibles atendiendo a las especificaciones dadas concluyendo como mejor resultado la opción del convertidor tipo forward clásico, caracterizado por su sencillez de funcionamiento y su buena respuesta dinámica.
- En un principio se estimó, valoró y diseño un convertidor Forward active Clamp, el cual supuso un reto de diseño. Finalmente se descartó dicha topología por los grandes niveles de estrés a los que se veía sometido el MOSFET.
- Se ha diseñado, construido y puesto en funcionamiento un prototipo de la etapa de potencia operando en bucle abierto y observándose una elevada temperatura en el transformador. En consecuencia se deberá realizar un estudio más exhaustivo de diseño y fabricación de este tipo de dispositivos magnéticos con el fin de mejorar notablemente su rendimiento.
- Se ha construido una carga variable de fácil modificación con el fin de observar la respuesta dinámica del convertidor durante los cambios bruscos de carga.
- Puesto que no ha sido posible llevar el convertidor a sus condiciones más críticas no se han observado más errores de ningún tipo.
- Se ha desarrollado un lazo de control analógico el cual se ha visto facilitado gracias a la herramienta SmartCtrl la cual ofrece gráficas y resultados que facilitan la comprensión dinámica del sistema.
- Una vez implementado el lazo de control y su puesta en funcionamiento se han observado problemas de inestabilidades a partir de cierto punto de trabajo las cuales no se han podido corregir por limitaciones de tiempo. Se prevé en un futuro un análisis más exhaustivo de la dinámica del convertidor para corregir el regulador.
- Durante los ensayos en bucle abierto se ha estimado un rendimiento ligeramente mayor del 70%. Con este resultado se prevé que, una vez solventados los problemas de rendimiento, se alcance con facilidad un rendimiento superior al 85% a plena carga dando como resultado un convertidor de muy buenas cualidades técnicas.
- Una vez solventados todos los problemas se prevé conseguir un buen resultado de rendimiento además de un estricto cumplimiento de la normativa vigente especificada para los sistemas electrónicos de potencia.

- Hoy en día este tipo de convertidores resultan de vital importancia debido a la gran variedad de aplicaciones que se le pueden dar. En este caso, el objetivo de este convertidor es el de fuente de alimentación de laboratorio, pero las posibles aplicaciones son innumerables, tales como cargador de baterías o fuente de alimentación para dispositivos electrónicos (ordenadores portátiles, equipos de audio o monitores led).

7.2. Trabajos futuros

Las ideas de mejoras futuras han ido surgiendo conforme se desarrollaba el proyecto, las más destacadas son:

- Diseño e implementación en PCB lo cual otorgará efectividad y rendimiento al sistema además de la atenuación de los efectos parásitos, ruidos y perturbaciones EMI.
- Añadir un segundo lazo de control de corriente lo cual otorgaría mayor estabilidad al sistema.
- Implementación de la etapa rectificadora mediante un corrector de factor de potencia respetando la normativa CEI/EN 61000-3-2.
- Profundización en la selección de componentes, realizando un análisis más exhaustivo de las características reduciendo así las pérdidas y aumentando su eficiencia teniendo siempre presente un compromiso calidad/precio adecuado.
- Limitación de corriente para evitar cortocircuitos indeseados en la carga.
- Monitorización de tensión y corriente a la salida.
- Control digital.
- Sensado de corrientes y tensiones clave del convertidor para que en caso de funcionamiento anómalo evitar destrucción de componentes en buen estado.
- Pruebas de estrés



8. Bibliografía

- [1] Documentación de la asignatura Electrónica de Potencia, 2011/2012
- [2] Documentación de la asignatura Sistemas Electrónicos de Potencia, 2012/2013
- [3] Daniel W. Hart, “Electrónica de Potencia”, Prentice Hall, 2001.
- [4] Ángel Luis Rubio García-Caro, “Diseño, modelado e implementación de un sistema de alimentación para aplicaciones portátiles basado en pilas de combustible”. Trabajo Fin de Grado 2010
- [5] Juan Antonio Vargas González, “Diseño de un convertidor CC-CC bidireccional controlado analógicamente”. Trabajo Fin de Grado 2012
- [6] Álvaro Granados “Diseño e Implementación en FPGA del Lazo de Control de un Convertidor de Potencia”. Trabajo Fin de Grado 2012.
- [7] Manual de ayuda LTSPICE
- [8] Manual de ayuda SmartCtrl
- [9] Manual de ayuda PSIM
- [10] ON Semiconductor “Design of a 100 W Active Clamp Forward DC-DC Converter for Telecom Systems Using the NCP1562”, disponible en http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8273-D.PDF
- [11] Texas Instruments “Active Clamp Transformer Reset: High Side or Low Side?” disponible en <http://powerelectronics.com/site-files/powerelectronics.com/files/archive/powerelectronics.com/mag/407pet21b.pdf>
- [12] Wiliam Shepherd, Li Zhang “Power Converter Circuits” Marcel Dekker, Inc. 2004